

[Home](#) [About sipo](#) [News](#) [Law&policy](#) [Special topic](#)

SITE SEARCH



## Apparatus and method for assigning scheduling for uplink packet transmission

Application Number	200410085124	Application Date	2004.08.26
Publication Number	1604685	Publication Date	2005.04.06
Priority Information	KR59172/032003/8/26		
International Classification	H04G7/58;H04B7/005		
Applicant(s) Name	Samsung Electronics Co., Ltd.		
Address			
Inventor(s) Name	Heo Youn-hyoung,Jeong Kyeong-in, Lee Ju-ho,Choi Sung-ho,Kwak Yong-jun,Kim Young-bum		
Patent Agency Code	11105	Patent Agent	huang xiaolin wang zhisen

## Abstract

A method and an apparatus for reporting a buffer status of a buffer storing packet data to be transmitted by a user equipment for a scheduling assignment of an uplink packet data service in a mobile communication system supporting the uplink packet data service are disclosed. A user equipment stores packet data having a priority corresponding to a plurality of priority queues having inherent priorities and relating to at least one service, and transmits buffer status information containing queue identifiers of the priority queues and buffer payload information representing an amount of the packet data stored in the priority queues. Herein, the user equipment inserts the buffer status information into a header part of a protocol data unit for the uplink packet data service, inserts the packet data into a payload part of the protocol data unit, and then transmits the protocol data unit.

[Machine Translation](#)[Close](#)[SITEMAP](#) | [CONTACT US](#) | [PRODUCTS&SERVICES](#) | [RELATED LINKS](#)

Copyright © 2009 SIPO. All Rights Reserved



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 200410095124.9

[43] 公开日 2005 年 4 月 6 日

[11] 公开号 CN 1604685A

[22] 申请日 2004.8.26  
[21] 申请号 200410095124.9  
[30] 优先权  
[32] 2003. 8.26 [33] KR [31] 59172/2003  
[71] 申请人 三星电子株式会社  
地址 韩国京畿道  
[72] 发明人 许允亨 郑景仁 李周镐 崔成豪  
郭龙准 金永范

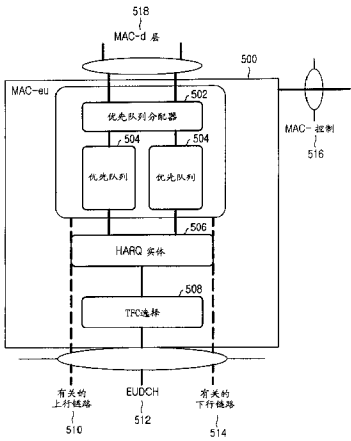
[74] 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所  
代理人 黄小临 王志森

权利要求书 4 页 说明书 15 页 附图 15 页

[54] 发明名称 用于上行链路分组传输的调度分配的装置和方法

[57] 摘要

公开了一种在支持上行链路分组数据业务的移动通信系统中，报告用于上行链路分组数据业务的调度分配的、存储将由用户设备发送的分组数据的缓存器的状态的装置和方法。 用户设备存储具有对应于多个优先队列的优先级的分组数据，该多个优先队列具有固有优先级和与至少一个业务有关，并且发送缓存器状态信息，该缓存器状态信息包含优先队列的队列标识符，和表示存储在优先队列中的分组数据的数量的缓存器有效载荷信息。 这里，用户设备将缓存器状态信息插入用于上行链路分组数据业务的协议数据单元的报头部分中，将分组数据插入协议数据单元的有效载荷部分中，然后发送协议数据单元。



ISSN 1008-4274

1、一种在支持上行链路分组数据业务的移动通信系统中，报告用于上行链路分组数据业务的调度分配的、存储将由用户设备(UE)发送的分组数据的缓存器的状态的方法，所述方法包括步骤：

a) 存储具有对应于多个优先队列的优先级的分组数据，所述多个优先队列与至少一个业务相关；和

b) 发送缓存器状态信息，所述缓存器状态信息包含优先队列的队列标识符，和表示存储在所述优先队列中的分组数据的数量的缓存器有效载荷信息。

2、如权利要求1所述的方法，其中，在步骤b)中，所述缓存器状态信息被插入上行链路分组数据业务的协议数据单元(PDU)的报头部分中，以及所述分组数据被插入所述协议数据单元的有效载荷部分中，然后所述协议数据单元被发送。

3、如权利要求2所述的方法，其中，所述缓存器状态信息包括：

代表在所述多个优先队列中的至少一个优先队列的队列标识符映射，其中，在所述优先队列中，存在所存储的数据；

由所述队列标识符映射代表的至少一个优先队列的标识符；和

在由所述队列标识符映射所代表的至少一个优先队列中存储的数据的尺寸。

4、如权利要求2所述的方法，其中，所述报头部分是用于增强的上行链路专用信道(EUDCH)的媒介访问控制(MAC)信令报头。

5、如权利要求1所述的方法，还包括步骤：从向所述用户设备提供服务的节点B接收对应于缓存器状态的调度分配信息；首先根据所述调度分配信息从优先队列读取具有高优先级的分组数据；以及发送所读取的分组数据。

6、一种在支持上行链路分组数据业务的移动通信系统中，使得用户设备能够报告用于上行链路分组数据业务的调度分配的调度信息的方法，所述方法包括步骤：

产生用于上行链路分组数据业务的、包括报头部分和有效载荷部分的协议数据单元；和

将所述调度信息插入所述报头部分中，将用于所述上行链路分组数据业务的分组数据插入所述有效载荷部分中，并且发送所述协议数据单元。

7、如权利要求6所述的方法，其中，所述调度信息包含代表具有固有优先级并且与至少一个业务相关的多个优先队列的队列标识符，以及代表存储在所述优先队列中的分组数据的数量的缓存器有效载荷信息。

8、如权利要求7所述的方法，其中所述缓存器有效载荷信息包括：

- 5       代表在所述多个优先队列当中的至少一个优先队列的队列标识符映射，其中在所述优先队列中存在所存储的数据；  
      由所述队列标识符映射代表的至少一个优先队列的标识符；和  
      在由所述队列标识符映射代表的至少一个优先队列中存储的数据的尺寸。

- 10       9、如权利要求6所述的方法，其中所述报头部分是用于增强的上行链路专用信道的媒介访问控制信令报头。

10、如权利要求7所述的方法，还包括步骤：从向所述用户设备提供服务的节点B接收对应于所述调度信息的调度分配信息，以及按照所述调度分配信息，首先发送具有高优先级的分组数据。

- 15       11、一种在支持上行链路分组数据业务的移动通信系统中，报告用于上行链路分组数据业务的调度分配的、存储将由用户设备发送的分组数据的缓存器的状态的装置，所述装置包括：

      多个具有相同优先级的优先队列，用于存储与至少一个业务相关的分组数据；

- 20       调度控制器，用于产生缓存器状态信息，所述缓存器状态信息包含优先队列的队列标识符，和代表存储在所述优先队列中的分组数据的数量的缓存器有效载荷信息；和

      发送单元，用于发送所述缓存器状态信息。

- 25       12、如权利要求11所述的装置，其中所述发送单元包括：协议数据单元发生器，用于产生用于上行链路分组数据业务的、包含报头部分和有效载荷部分的协议数据单元，所述协议数据单元发生器还用于将所述缓存器状态信息插入所述报头部分中，以及将从所述优先队列中读取的分组数据插入所述有效载荷部分中。

13、如权利要求12所述的装置，其中所述缓存器状态信息包括：

- 30       代表所述多个优先队列当中的至少一个优先队列的队列标识符映射，其中在所述优先队列中存在所存储的数据；

由所述队列标识符映射代表的至少一个优先队列的标识符；和  
在由所述队列标识符映射代表的至少一个优先队列中存储的数据的尺寸。

14、如权利要求 12 所述的装置，其中所述报头部分是用于增强的上行链路专用信道的媒介访问控制信令报头。

15、如权利要求 11 所述的装置，其中，所述调度控制器从向所述用户设备提供服务的节点 B 接收对应于所述缓存器状态的调度分配信息，以及按照所述调度分配信息来控制所述优先队列以首先输出具有高优先级的分组数据。

16、一种在支持上行链路分组数据业务的移动通信系统中，使得用户设备能够报告用于上行链路分组数据业务的调度分配的调度信息的装置，所述装置包括：

具有相同优先级的多个优先队列，用于存储与至少一个业务有关的分组数据；和

15 协议数据单元发生器，用于产生用于上行链路分组数据业务的、包含报头部分和有效载荷部分的协议数据单元，接收从所述优先队列输出的分组数据，将所述调度信息插入所述报头部分中，将分组数据插入所述有效载荷部分中，以及发送所述协议数据单元。

17、如权利要求 16 所述的装置，其中所述调度信息包含表示具有固有优先级和与至少一个业务有关的优先队列的队列标识符，以及表示存储在所述优先队列中的分组数据的数量的缓存器有效载荷信息。

18、如权利要求 17 所述的装置，其中所述调度信息包括：

代表所述多个优先队列中的至少一个优先队列的队列标识符映射，其中在所述优先队列中存在所存储的数据；

25 由所述队列标识符映射代表的至少一个优先队列的标识符；和  
在由所述队列标识符映射代表的至少一个优先队列中所存储的数据的尺寸。

19、如权利要求 16 所述的装置，其中所述报头部分是用于增强的上行链路专用信道的媒介访问控制信令报头。

20、如权利要求 17 所述的装置，还包括：调度控制器，用于从向所述用户设备提供服务的节点 B 接收对应于所述调度信息的调度分配信息，以及按

照所述调度分配信息来控制所述优先队列以首先输出具有高优先级的分组数据。

21、一种在移动通信系统中，用于调度来自用户设备的上行链路分组数据业务的节点 B 装置，所述节点 B 装置包括：

5       接收单元，用于协议数据单元，所述协议数据单元包括用于上行链路分组数据业务的报头部分和有效载荷部分；

      报头检测单元，用于从所述协议数据单元的报头部分检测用于上行链路分组数据业务的调度信息，和从所述协议数据单元的有效载荷部分检测分组数据；

10       调度器，用于按照所述调度信息产生用于上行链路分组数据业务的调度分配信息；和

      发送单元，用于发送所述调度分配信息给所述用户设备。

22、如权利要求 21 所述的节点 B 装置，其中所述调度信息包含表示具有固有优先级和与至少一个业务有关的优先队列的队列标识符，以及表示存储在所述优先队列中的分组数据的数量的缓存器有效载荷信息。

15       23、如权利要求 22 所述的节点 B 装置，其中所述有效载荷信息包括：

      代表在所述多个优先队列当中的至少一个优先队列的队列标识符映射，其中在所述优先队列中，存在所存储的数据；

      由所述队列标识符映射代表的至少一个优先队列的标识符；和

20       在由所述队列标识符映射代表的至少一个优先队列中存储的数据的尺寸。

24、如权利要求 21 所述的节点 B 装置，其中所述报头部分是用于增强的上行链路专用信道的媒介访问控制信令报头。

## 用于上行链路分组传输的调度分配的装置和方法

5

## 技术领域

本发明涉及一种移动通信系统，更具体而言，涉及一种用于有效地收发用于经由上行链路(UL)发送分组数据的调度分配信息的装置和方法。

10      背景技术

异步宽带码分多址(在下文中，称为 WCDMA)通信系统采用一种增强上行链路专用信道(在下文中，称为 EUDCH 或者 E-DCH)，以便支持经由上行链路的高速分组数据业务。EUDCH 是一种被建议用于改善异步码分多址通信系统的上行链路通信中的分组传输性能的信道。有关 EUDCH 的技术包括  
15 和已经在高速下行链路分组接入(HSDPA)中所使用的自适应调制和编码(AMC)方法和混合自动重发请求(HARQ)方法一起，用于进一步降低传输时间间隔(TTI)的新技术。此外，使用上行链路信道的节点 B 控制调度。用于上行链路的节点 B 控制调度完全不同于用于下行链路的调度。

由于从多个用户设备(在下文中，称为 UE)发送的上行链路信号在上行链路信号之间不保持正交性，该上行链路信号在它们自身之间起干扰信号的作用。因此，当在节点 B 接收的上行链路信号的数目增加时，从特定 UE 发送的上行链路信号的干扰信号的数目也增加。因此，当与从特定 UE 发送的上行链路信号相关的干扰信号的数目增加时，节点 B 的接收性能降低。为了克服这样的问题，可以增加上行链路发射功率。但是，具有增加的发射功率的上行链路信号相对于其它信号也起干扰信号的作用。因此，节点 B 限制了在  
25 确保其自身的接收性能时可接收的上行链路信号的数目。等式(1)表示在确保该节点 B 的接收性能时的可接收上行链路信号的数目。

$$ROT = \frac{I_o}{N_o} \quad (1)$$

在等式(1)中， $I_o$ 表示节点 B 的总的接收宽带功率谱密度，和  $N_o$  表示节点  
30 B 的热噪声功率谱密度。因此，ROT 是能够由节点 B 分配的无线电资源，用

于在上行链路中的 EUDCH 分组数据业务。

图 1A 和 1B 示出由节点 B 分配的上行链路无线电资源的变化。如图 1A 和 1B 所示, 由节点 B 分配的上行链路无线电资源是通过对小区间干扰(在下文中称为 ICI)、语音业务和 EUDCH 分组业务的求和获得的。

5 图 1A 示出当不使用节点 B 调度时的总 ROT 的变化。由于对 EUDCH 数据分组业务不执行调度, 所以当多个 UE 同时以高数据速率发送分组数据时, 总 ROT 逐渐变得大于目标 ROT。在此处, 上行链路信号的接收性能被降低。

图 1B 示出当使用节点 B 调度时的总 ROT 的变化, 从而防止多个 UE 同时以高数据速率发送分组数据。也就是说, 节点 B 调度使得对特定 UE 允许  
10 高数据速率, 和对其他 UE 允许低速数据传输, 从而防止总 ROT 超过目标 ROT。因此, 节点 B 调度总是可以保持恒定的接收性能。

节点 B 通知每个 UE 关于 EUDCH 数据是否可以通过使用 EUDCH 的 UE 的请求数据速率或者表示上行链路传输质量的信道状态信息来发送的信息。并且, 节点 B 调整 EUDCH 数据速率。更进一步, 为了改善移动通信系统的  
15 性能, 节点 B 调度分配数据速率给 UE, 使得节点 B 的总 ROT 不超过目标 ROT。例如, 节点 B 可以给处在远离节点 B 的位置上的 UE 分配低速数据传输, 和给处在靠近节点 B 的位置上的 UE 分配高数据速率。

图 2 是图解在 EUDCH 中使用节点 B 调度的情形的基本概念的视图。在图 2 中, 节点 B 200 支持 EUDCH, 并且附图标记 210、212、214 和 216 表示  
20 发送 EUDCH 的 UE。当某个 UE 的数据速率增加时, 在节点 B 200 中从 UE 接收的接收功率增加。因此, UE 的 ROT 占据总 ROT 的大部分。与此相反, 当其它 UE 的数据速率降低时, 在节点 B 200 中从其它 UE 接收的接收功率降低。因此, 其它 UE 的 ROT 占据总 ROT 的小部分。考虑到在数据速率和由 UE 210、212、214 和 216 请求的无线电资源之间的关系, 节点 B 200 执行节  
25 点 B 用于 EUDCH 分组数据的调度。

在图 2 中, 按照在节点 B 200 和 UE 210、212、214 和 216 之间的距离, UE 210、212、214 和 216 以彼此不同的上行链路传输功率发送分组数据。在  
30 离节点 B 200 最远位置上的 UE 210 以上行链路信道的最高发射功率 220 发送分组数据。与此相反, 在最靠近节点 B 200 位置上的 UE 214 以上行链路信道的最低发射功率 224 发送分组数据。为了改善在保持总 ROT, 以及对于其它小区降低 ICI 时的移动通信系统的性能, 节点 B 执行调度, 使得上行链路信



道的发射功率强度与数据速率成反比,从而分配相对较低的数据速率给具有上行链路信道的最高发射功率的 UE 210,和分配相对较高的数据速率给具有上行链路信道的最低发射功率的 UE 214。

图 3 是图解在发送 EUDCH 的 UE 302 和包括 UE 302 的节点 B301 之间的基本发送/接收过程的流程图。

在步骤 303,在节点 B 301 和 UE 302 之间完成 EUDCH 的建立。建立步骤包括经由专用传输信道发送消息的步骤。当完成 EUDCH 建立时,在步骤 304,UE 302 向节点 B 301 通知调度信息。调度信息可以包括使上行链路信道信息能被获知的 UE 发射功率信息、能够由 UE 发送的发射功率的附加信息、和存储在 UE 的缓存器中必须被发送的数据量。

在步骤 311,节点 B 301 监控 UE 302 的调度信息,并调度 UE 302。当在步骤 311 节点 B 301 确定允许到 UE 302 的上行链路数据传输时,在步骤 305,节点 B 301 发送包括所分配的数据速率和发送时间的调度分配信息给 UE 302。在步骤 312,UE 302 基于调度分配信息确定传送格式(TF),如用于 EUDCH 发送的数据速率,并且选择表示 TF 的传送格式资源指示符(TFRI)。在步骤 307,UE 302 借助于 TFRI 发送 EUDCH 数据。此外,在步骤 306,作为表示 EUDCH 数据的 TF 的相关信息的 TFRI,与 EUDCH 数据一起被发送给节点 B 301。在步骤 313,节点 B 301 确定是否在 TFRI 和 EUDCH 数据中存在错误。作为确定结果,当在 TFRI 和 EUDCH 数据的至少一个中存在错误时,在步骤 308,节点 B 301 经由 ACK/NACK 信道发送 NACK 给 UE 302。与此相反,当在 TFRI 和 EUDCH 数据中不存在任何错误时,在步骤 308,节点 B 301 经由 ACK/NACK 信道发送 ACK 给 UE 302。

节点 B 301 基于调度信息判定将要分配给 UE 的数据速率。在此处,节点 B 301 使用 EUDCH 分配合适的数据速率和发送时间给多个 UE。此外,在调度中,节点 B 301 分配资源给每个 UE,以防止上行链路的 ROT 值超过目标 ROT 值。在此处,节点 B 301 分配许多资源给具有良好信道状态的 UE,以便改善整个系统性能。

图 4 是示出从 UE 发送给节点 B 用于上行链路分组数据业务的数据类型的视图。

如图 4 所示,UE 400 可以经由 EUDCH 发送语音和图像业务、分组数据、和游戏有关的数据等等给节点 B 402。如上所述,从 UE 发送的数据按照数据

的类型需要不同的服务质量(QoS)。因此,必须提供一种方法,通过该方法,节点 B 402 执行调度和按照由将要从 UE 发送的数据所要求的服务质量分配无线电资源。

## 5 发明内容

因此,已经提出本发明以解决上述在现有技术中出现的问题,并且本发明的一个目的是提供一种用于按照由将要发送的数据所要求的服务质量来分配无线电资源的装置和方法。

本发明的另一个目的是提供一种用于对于要求高服务质量的数据分配较多的无线电资源以及对于要求低服务质量的数据分配较少的无线电资源的装置和方法。

本发明更进一步的目的是提供一种用于通过按照服务质量分配彼此不同的无线电资源以高效地使用移动通信系统的无线电资源的装置和方法。

为了实现上述目的,按照本发明的一个方面,提供一种在支持上行链路分组数据业务的移动通信系统中,报告用于上行链路分组数据业务的调度分配的、存储将由用户设备发送的分组数据的缓存器的状态的方法,所述方法:存储具有对应于多个优先队列的优先级的分组数据,所述多个优先队列具有固有优先级并且与至少一个业务相关;以及发送缓存器状态信息,所述缓存器状态信息包含优先队列的队列标识符,和表示存储在所述优先队列中的分组数据的数量的缓存器有效载荷信息。

为了实现上述目的,根据本发明的另一方面,提供一种在支持上行链路分组数据业务的移动通信系统中,使得用户设备能够报告用于上行链路分组数据业务的调度分配的调度信息的方法,所述方法包括:产生用于上行链路分组数据业务的、包括报头部分和有效载荷部分的协议数据单元;以及将所述调度信息插入所述报头部分中,将用于所述上行链路分组数据业务的分组数据插入所述有效载荷部分中,并且发送所述协议数据单元。

为了实现上述目的,根据本发明的另一方面,提供一种在支持上行链路分组数据业务的移动通信系统中,报告用于上行链路分组数据业务的调度分配的、存储将由用户设备发送的分组数据的缓存器的状态的装置,所述装置包括:多个具有相同优先级的优先队列,用于存储与至少一个业务相关的分组数据;调度控制器,用于产生缓存器状态信息,所述缓存器状态信息包含优

先队列的队列标识符，和代表存储在所述优先队列中的分组数据的数量的缓存器有效载荷信息；以及发送单元，用于发送所述缓存器状态信息。

为了实现上述目的，根据本发明的另一方面，提供一种在支持上行链路分组数据业务的移动通信系统中，使得用户设备能够报告用于上行链路分组数据业务的调度分配的调度信息的装置，所述装置包括：具有相同优先级的多个优先队列，用于存储与至少一个业务有关的分组数据；和协议数据单元发生器，用于产生用于上行链路分组数据业务的、包含报头部分和有效载荷部分的协议数据单元，接收从所述优先队列输出的分组数据，将所述调度信息插入所述报头部分中，将分组数据插入所述有效载荷部分中，以及发送所述协议数据单元。

为了实现上述目的，根据本发明的另一方面，提供一种在移动通信系统中，用于调度来自用户设备的上行链路分组数据业务的节点B装置，所述节点B装置包括：接收单元，用于协议数据单元，所述协议数据单元用于上行链路分组数据业务，并且包含报头部分和有效载荷部分；报头检测单元，用于从所述协议数据单元的报头部分检测用于上行链路分组数据业务的调度信息，和从所述协议数据单元的有效载荷部分检测分组数据；调度器，用于按照所述调度信息产生用于上行链路分组数据业务的调度分配信息；和发送单元，用于发送所述调度分配信息给所述用户设备。

## 附图说明

从下面结合附图进行的详细说明中，本发明的上述及其他的目的、特点和其他的优点将更加清楚，其中：

图 1A 是示出当不使用节点 B 控制调度时的、节点 B 的上行链路无线电资源变化的视图；

图 1B 是示出当使用节点 B 控制调度时的、节点 B 的上行链路无线电资源变化的视图；

图 2 是图解执行上行链路分组传输的 UE 和节点 B 的视图；

图 3 是示出在 UE 和节点 B 之间交换信息以便执行上行链路分组传输的视图；

图 4 是示出从 UE 发送给节点 B 的、用于上行链路分组数据业务的数据类型的视图；

图 5 是示出按照本发明的一个优选实施例的 UE 的逻辑层结构的视图;

图 6 是图解按照本发明一个实施例在 UE 和节点 B 之间发送/接收调度分配信息的视图;

图 7 是图解按照本发明的另一个实施例在 UE 和节点 B 之间发送/接收调度分配信息的视图;

图 8 是示出按照本发明的一个优选实施例的 UE 的逻辑层结构的视图;

图 9 是图解在按照本发明优选实施例的 UE 的逻辑层结构中执行的操作的流程图;

图 10 是图解按照本发明优选实施例的操作的视图, 通过该操作, 缓存器状态信息被从 UE 的逻辑层发送给节点 B 的逻辑层;

图 11 是示出按照本发明的一个优选实施例的发送 UE 的缓存器状态信息的 EUDCH 的结构图;

图 12 是示出按照本发明的一个优选实施例的节点 B 的逻辑层结构图;

图 13 是示出在按照本发明一个优选实施例的节点 B 的逻辑层的结构中执行的操作的流程图;

图 14 是图解按照本发明的一个优选实施例的、由 UE 执行的发送/接收操作的方框图; 和

图 15 是图解按照本发明的一个优选实施例的、由节点 B 执行的发送/接收操作的方框图。

## 具体实施方式

在下文中, 将参考附图描述按照本发明的优选实施例。在下面本发明的描述中, 当其可能造成本发明的主题不清楚的时候, 在此处并入的已知功能和结构的详细说明将被省略。

通用移动通信业务(在下文中, 称为 UMTS), 第三代合作项目(3GPP)移动通信业务之一, 基于全球移动电话系统(在下文中, 称为 GSM)的通信标准, 和采用时分多址(TDMA)的 GSM 形成对比, 通用分组无线电业务(GPRS)采用宽带 CDMA 技术。UMTS 陆上无线电接入网络(在下文中, 称为 UTRAN)包括节点 B, 其中所述节点 B 包括多个小区和管理节点 B 的无线电资源的无线电网络控制器(在下文中, 称为 RNC)。

在 UE 和 RNC 之间的接口被称作 Uu 接口, 并且分为用于交换控制和信

令信号的控制平面和用于发送数据业务的用户平面。控制平面包括无线电资源控制(RRC)层、无线电链路控制(RLC)层、媒介访问控制(MAC)层和物理(在下文中,称为 PHY)层。此外,用户平面包括分组数据控制协议(PDCP)层、RLC 层、MAC 层和 PHY 层。在此处,PHY 层位于每个小区中,并且在 MAC 5 层和 RRC 层之间的层位于 RNC 中。

特别地,在 MAC 层中与用户平面相关的部分被称作 MAC-d,与控制平面相关的部分被称作 MAC-c。通过 MAC-d 层,将经由专用传输信道发送的用户数据被生成具有期望尺寸的传输块。当经由 EUDCH 传送用户数据时,传输块经过在 MAC 层中的 MAC-eu 部分。在传送从 MAC-d 层发送的数据到 10 PHY 层之前,MAC-eu 层对于 EUDCH 执行处理节点 B 控制调度、HARQ 等。

图 5 是示出按照本发明的一个优选实施例的发送 EUDCH 的 UE 的 MAC-eu 层结构的视图。

UE 的 MAC-eu 层 500 包括优先队列分配器 502 和优先队列(PQ)504,并且接收要从 MAC-d 层 518 发送给节点 B 的数据。所接收的数据被发送给 15 MAC-eu 层 500 的优先队列分配器 502。优先队列分配器 502 从优先队列 504 当中确定用于所接收的数据的优先级,并且在优先队列中缓存对应于所确定优先级的数据。

优先队列 504 被用在存储按照将要提供的业务的优先级数据中,并且分别具有固有的队列标识符(在下文中,称为 QID)。也就是说,每个优先队列 20 504 与至少一个业务有关并且存储具有不同优先级的数据。图 5 示出二个优先队列 504,但是优先队列 504 的数目是按照要提供的业务的类型和数量,随机地由 MAC 控制信号 516 确定的。也就是说,当用于将发送到节点 B 的数据的优先级被分为多个级时,优先队列 504 的数目增加。优先级是按照传输时间点(即,需要的延迟)确定的,其中在所述传输时间点上数据将被传送给 25 节点 B。也就是说,必须在快速时间周期(rapid time period)内传送给节点 B 的数据具有高优先级,和没有必要在快速时间周期内传送给节点 B 的数据具有低优先级。

优先队列分配器 502 确定用于所接收数据的优先级,并且按照所确定的优先级发送数据给优先队列 504 的一个。以这种方法,具有相同的优先级的 30 数据被发送给相同的优先队列。在由节点 B 的调度分配资源之前,优先队列 504 存储所接收的数据。

为了从节点 B 请求一个调度分配, MAC-eu 层 500 经由 EUDCH 相关的上行链路 510 发送调度信息, 所述调度信息包括表示存储在优先队列 504 中的数据量的缓存器状态、和表示上行链路的传输质量的信道状态。当节点 B 经由 EUDCH 相关的下行链路 514 发送调度分配信息给 UE 时, 传送格式组合(在下文中, 称为 TFC)选择部分 508 借助于调度分配信息确定 TFC, 借助于所确定的 TFC 从优先队列 504 读取数据, 并且经由 EUDCH 512 发送所读取的数据。在此处, UE 首先发送存储在优先队列 504 中具有高优先级的数据。因此, 可以按照优先级不同地指定传送时间。

同时, HARQ 实体 506 解释关于所发送数据的、经由相关下行链路 514 接收的 ACK/NACK, 当接收到 ACK 时, 放弃存储在相应优先队列中的数据, 而当接收到 NACK 时, 重发存储在相应优先队列中的数据。

图 6 是图解按照本发明一个实施例的、二个 UE 向节点 B 请求调度分配的操作。

在图 6 中, UE 610 包括二个优先队列 612 和 614, 并且 UE 620 包括一个优先队列 622。UE 610 的优先队列 612 具有比优先队列 614 更高的优先级, 而 UE 620 的优先队列 622 具有与 UE 610 的优先队列 612 相同的优先级。UE 610 的优先队列 612 存储 100 比特的数据, UE 610 的优先队列 614 存储 300 比特的数据, 而 UE 620 的优先队列 622 存储 300 比特的数据。节点 B 600 具有能够接收仅仅 450 比特的数据的无线电资源。

参考图 6, UE 610 和 620 发送表示将传送给节点 B 600 的数据量的缓存器状态信息 630 和 632。也就是说, UE 610 发送对应于 400 比特的缓存器状态信息 630 给节点 B 600, 而 UE 620 发送对应于 300 比特的缓存器状态信息 632 给节点 B 600。在此处, 当 UE 610 和 620 的上行链路信道状态彼此相同时, 节点 B 600 发送调度分配信息 640 给 UE 610, 所述调度分配信息 640 允许仅仅 200 比特被传送, 和发送调度分配信息 642 给 UE 620, 所述调度分配信息 620 允许仅仅 150 比特被传送。

UE 610 借助于调度分配信息 640 确定 TFC, 借助于所确定的 TFC 经由 EUDCH 发送数据。也就是说, 按照优先级, 在优先队列 612 中处于备用的 100 比特的数据首先被发送, 然后在优先队列 614 中处于备用的 100 比特的数据被发送。UE 620 也借助于调度分配信息 642 确定 TFC, 借助于所确定的 TFC 经由 EUDCH 发送数据。也就是说, 在优先队列 622 中处于备用的 150

比特的数据被发送。

在此处，虽然 UE 620 的优先队列 612 具有比 UE 610 的优先队列 614 更高的优先级，但是不发送所有处于备用状态之中的数据。也就是说，当存在一个向节点 B 600 请求调度分配信息的 UE 时，处于备用状态之中的数据被  
5 按照优先级发送。但是，当存在两个或更多个向节点 B 600 请求调度分配信息的 UE 时，出现一个问题，即具有较高优先级的数据比具有较低优先级的数据后发送。

图 7 是图解用于解决在图 6 中的问题的本发明一个优选实施例的视图。  
在图 7 中，UE 710 和 720 不仅发送数据量，而且同时发送有关优先级的信息  
10 给节点 B 700。

参考图 7，UE 710 包括二个优先队列 712 和 714，而 UE 720 包括一个优先队列 722。UE 710 的优先队列 712 具有比优先队列 714 更高的优先级，而 UE 720 的优先队列 722 具有与 UE 710 的优先队列 712 相同的优先级。UE 710 的优先队列 712 存储 100 比特的数据，UE 710 的优先队列 714 存储 300 比特的  
15 数据，UE 720 的优先队列 722 存储 300 比特的数据。

UE 710 和 720 发送包括将要发送的数据量和有关优先级的信息的缓存器状态信息 730 和 732 给节点 B 700。也就是说，UE 710 发送包括对应于 400 比特的数据量和表示优先级的 QID 的缓存器状态信息 730 给节点 B 700。也就是说，缓存器状态信息 730 表示对应于优先级 1 的数据量是 100 比特，和  
20 对应于优先级 2 的数据量是 300 比特。此外，UE 720 发送包括对应于 300 比特的数据量和表示优先级的 QID 的缓存器状态信息 732 给节点 B 700。在此处，当 UE 710 和 720 的上行链路信道状态彼此相同时，节点 B 700 根据优先级发送调度分配信息 740 和 742 给 UE 710 和 720。也就是说，节点 B 700 发送调度分配信息 740 给 UE 710 和发送调度分配信息 742 给 UE 720，其中所述调度分配信息 740 使得仅仅 100 比特能被发送，所述调度分配信息 742 使得  
25 仅仅 250 比特能被发送。

UE710 借助于调度分配信息 740 确定 TFC，借助于所确定的 TFC 经由 EUDCH 发送数据。也就是说，在优先队列 712 中处于备用的 100 比特的数据被按照优先级发送。UE 720 也借助于调度分配信息 742 确定 TFC，借助于  
30 所确定的 TFC 经由 EUDCH 发送数据。也就是说，在优先队列 722 中处于备用的 250 比特的数据被发送。以这种方法，UE 710 和 720 可以首先发送具有

高优先级的数据。

图 8 是示出按照本发明的一个优选实施例的 UE 的 MAC-eu 调度控制器的结构图。

参考图 8, 调度控制器 800 包括配置控制器 804、优先队列(PQ)控制器 802  
5 和 TFC 选择器 806。优先队列控制器 802 从优先队列中接收缓存器有效载荷信息 810 和 812, 并且缓存器有效载荷信息 810 和 812 表示在每个优先队列中处于备用的数据量。在图 8 中, 假定存在 N 个数量的优先队列。缓存器有效载荷信息 810 表示发自优先队列 1 的有效载荷信息, 和缓存器有效载荷信息 812 表示发自优先队列 n 的有效载荷信息。此外, 优先队列控制器 802 从  
10 配置控制器 804 接收队列信息 814。在此处, 队列信息 814 是优先队列的配置信息, 并且其与优先队列的存储器的尺寸和数目有关。

优先队列控制器 802 经由 EUDCH 发送部分 828 发送包括和相应缓存器有效载荷信息 810 和 812 的优先级有关的 QID 的缓存器状态信息 826 给节点 B。

15 TFC 选择器 806 经由用于 EUDCH 的共用控制信道(E-SCCH)接收调度分配信息 820, 从优先队列控制器 802 接收有关优先队列的缓存器状态信息 816, 和从配置控制器 804 接收调度配置信息。调度配置信息包括优先队列的优先级、传送格式组合集合(transport format combination set)等。TFC 选择器 806 借助于缓存器状态信息 816 和调度分配信息 820 确定 TFC。TFC 被确定使得  
20 存储在优先队列中的、具有高优先级的数据被首先发送。

TFC 选择器 806 发送确定的 TFC 给 EUDCH 发送部分 824 的专用物理数据信道(在下文中, 称为 E-DPDCH)。E-DPDCH 发送部分 824 借助于所接收的 TFC 发送 EUDCH 分组数据。在此处, 所确定的 TFC 被传送给用于 EUDCH 发送部分 822 的专用物理控制信道(在下文中, 被称为 E-DPCCH)。E-DPCCH  
25 发送部分 822 在相同的时间点上与 EUDCH 分组数据一起发送包括 TFC 的控制信息。此外, TFC 被经调度信息 818 传送给优先队列控制器 802。优先队列控制器 802 借助于 TFC 获知该优先队列, 其中在所述优先队列中, 借助于 TFC 发送数据已经处于备用状态之中, 并且更新优先队列的缓存器状态。

图 9 是图解按照本发明一个优选实施例的 MAC-eu 调度控制器的操作的流程图。  
30

参考图 9, 在步骤 900, 调度控制器通过发自优先队列的缓存器有效载荷



信息确定是否在优先队列上已经得到新数据。此外，调度控制器确定从其中已经传送缓存器有效载荷信息的优先队列，从而获知传送给优先队列的数据的量和优先级。当在优先队列上已经得到新数据时，执行步骤 902。与此相反，当在优先队列上没有得到新数据时，流程返回到步骤 900。

- 5       在步骤 902，调度控制器发送包括缓存器有效载荷信息的缓冲器状态信息，和包括表示与缓存器有效载荷信息有关的优先级的 QID 的缓存器状态信息给节点 B。

在步骤 904，调度控制器确定是否从节点 B 接收到调度分配信息。调度分配信息包括有关能够由 UE 使用的最大数据速率和许可时间的信息。根据  
10       确定结果，当已经从节点 B 接收到调度分配信息时，执行步骤 906。与此相反，当没有从节点 B 接收到调度分配信息时，流程返回到步骤 904。

在步骤 906，调度控制器在由调度分配信息所分配的数据速率内确定一个 TFC。在确定 TFC 的过程中，根据传送给优先队列的数据的优先级，调度控制器使得具有高优先级的数据能够被首先传送。在步骤 908，调度控制器借  
15       助于所确定的 TFC 控制所传送的数据传送给优先队列。MAC-eu 层通过调度控制器的控制命令产生一个包含从相应优先队列中所读取的数据的 MAC-eu 协议数据单元(PDU)，并且经由 E-DPDCH 发送所产生的 MAC-eu PDU。此外，调度控制器经由 E-DPCCH 发送所确定的 TFC，并且更新有关变化的缓存器状态的信息。所更新的缓存器状态经由 EUDCH 被传送。

20       图 10 是图解按照本发明的一个优选实施例在 UE 和节点 B 之间的 MAC-eu 信令的视图。如图 10 所示，UE 的 MAC-eu 层 1000 发送缓存器状态消息给节点 B 的 MAC-eu 层 1002。缓存器状态信息包括如上所述的 QID 和优先队列的缓存器有效载荷。

图 11 是示出按照本发明的一个优选实施例的包括缓存器状态信息的  
25       MAC-eu PDU 结构图。如图 11 所示，MAC-eu PDU 包括一个包含在报头部分中的 MAC-eu 报头 1100 和多个包含在有效载荷部分中的 MAC-eu 服务数据单元 1102(SDU)。包含在 MAC-eu 标题 1100 中的信息如下：

表示 MAC-eu PDU 格式的版本的版本标志(VF)。

识别输出 MAC-eu SDU 的优先队列的 QID，由 3 个比特构成。

30       用于按照优先级重新排列 MAC-eu SDU 的发送序列号(TSN)，由 5 至 6 个比特构成。

表示 MAC-d SDU 的尺寸的 SID\_K, 属于构成 MAC-eu PDU 的 MAC-d SDU 的集合当中的第 x MAC-eu SDU 集合, 由 2 至 3 个比特构成。

表示属于 MAC-eu SDU 集合的 MAC-d PDU 数目的 N\_k, 由 7 个比特构成。

- 5        标志(F), 当标志(F)被设置为 1 时, 下一个字段是 MAC-eu PDU。当 F(标志)被设置为 0 时, 下一个字段是 SID。

表示存在数据的优先队列的标识符的 QID 映射(QID map), 并且比特数被分配给和优先队列的数目一样多。数字 1 表示存在数据, 而数字 0 表示不存在数据。

- 10       缓存器有效载荷表示存储在优先队列中的数据尺寸, 其中 QID 映射的值是 1, 并且按照 QID 映射的长度分配比特数。

图 12 是示出按照本发明的一个优选实施例的节点 B 的 MAC-eu 调度器的结构的视图。

参考图 12, 调度器 1200 包括 UE 状态分析器 1202 和资源控制器 1204。

- 15       UE 状态分析器 1202 接收缓冲器状态信息和位于在由节点 B 管理的小区范围内的 UE(UE#\_1 至 UE#\_N)的信道状态信息 1210、1212 和 1214。UE 状态分析器 1202 按照包含在从每个 UE 发送的 MAC-eu PDU 的 MAC-eu 报头中的优先队列接收缓冲器状态信息, 并且估计存储在每个 UE 的优先队列中的数据量。此外, UE 状态分析器 1202 发送用于在每个 UE 中的数据量的估计值
- 20       给资源控制器 1204。

- 资源控制器 1204 根据在每个 UE 中的数据量的估计值、信道状态、和从 RNC 经由节点 B 应用协议(NBAP)提供的目标 ROT, 来计算分配给特定 UE 的 ROT, 并且根据 UE 的优先队列的优先级, 确定分配给 UE 的最大允许数据速率。此外, 当 TFC 被确定时, 可以从 UE 发送的数据的尺寸和发射功率
- 25       的偏移量根据 TFC 被确定。分配给 UE 的最大允许数据速率被包含在最大允许 TFC 信息 1220 和 1222 中, 然后由 E-SCCH 发送部分 1224 和 1226 发送给 UE。

图 13 是示出按照本发明的一个优选实施例的节点 B 的 MAC-eu 调度器的操作的流程图。

- 30       参考图 13, 在步骤 1300, 调度器确定是否已经从 UE 接收到包括调度信息的 MAC-eu PDU。调度信息包括每个 UE 的缓存器有效载荷信息和有关每

个缓存器的优先级的信息。根据确定结果，当已经接收到调度信息时，执行步骤 1302。与此相反，当没有接收到调度信息时，流程返回到步骤 1300。

在步骤 1302，调度器基于从 UE 接收的缓存器状态信息和信道状态信息，确定分配给 UE 的最大允许数据速率。根据从 RNC 提供的目标 ROT 和将由  
5 UE 发送的数据的优先级，确定最大允许数据速率。此外，在步骤 1304，最大允许数据速率经由与 EUDCH 有关的控制信道被发送给 UE。

图 14 是图解按照本发明一个优选实施例的、用于由 UE 执行发送/接收操作的装置的方框图。首先将描述接收调度分配信息的接收侧的操作。

参考图 14，在天线接收的信号经过无线电(RF)单元 1442，被转换为基带  
10 信号，然后输入给解扰器 1400。解扰器 1400 通过扰码  $S_{dl,n}$  对基带信号解扰。解扰的信号被发送给解扩器 1402。为了对解扰的信号执行去信道化，解扩器 1402 将解扰的信号乘以信道化编码  $C_{cs}$ ，并且发送去信道化的信号给解调单元 1404。去信道化的信号由解调单元 1404 解调和由解码单元 1406 解码。然后，E-SCCH 检测单元 1408 由解码信号检测调度分配信息，并且调度分配信息  
15 包括分配给 UE 的最大允许 TFC 信息 1410。

最大允许 TFC 信息 1410 被发送给 MAC-eu 调度控制器 1412，并且 MAC-eu 调度控制器 1412 借助于最大允许 TFC 信息 1410 来确定 TFC。根据有关在优先队列 1422 和 1424 中的、处于备用的数据的优先级的信息，确定 TFC。因此，优先队列 1422 和 1424 存储与一个或多个具有不同的优先级的  
20 业务有关的数据，并且周期性地或者每当存储新数据时发送 QID 和缓存器有效载荷信息给 MAC-eu 调度控制器 1412。MAC-eu 调度控制器 1412 发送与所确定的 TFC 有关的信息给 E-DPCCH 发生器 1414。E-DPCCH 发生器 1414 产生包括其他的控制信息和 TFC 的控制信号。所产生的控制信号由编码单元 1416 编码，并且编码的信号由调制单元 1418 调制。然后，调制的信号由扩  
25 展器 1420 以信道化编码  $C_{ec}$  被去信道化，然后发送给多路复用器 1438。

MAC-eu PDU 产生器 1428 执行二个功能。第一，MAC-eu PDU 发生器 1428 包括从 MAC-eu 调度控制器 1412 发送至 MAC-eu 报头中的缓存器状态信息和 QID。第二，MAC-eu PDU 发生器 1428 借助于发自 MAC-eu 调度控制器 1412 的 TFC，添加 MAC-eu 报头到在优先队列 1422 和 1424 中处于备用的  
30 数据中，并且产生 MAC-eu PDU。MAC-eu PDU 由编码单元 1430 编码，并且由速率匹配单元 1432 进行速率匹配。速率匹配的信号由调制单元 1434 调制，

并且调制的信号由扩展器 1436 以信道化码  $C_e$  进行信道化。信道编码的数据被发送给多路复用器 1438。多路复用器 1438 多路复用从扩展器 1420 和 1436 提供的信号和从其他的信道提供的信号。多路复用的信号由扰码器 1440 以扰码  $S_{dpcch,n}$  扰码, 并且由 RF 单元 1444 转换为一个 RF 信号。然后, RF 信号经  
5 由天线被发送给节点 B。

图 15 是图解按照本发明的一个优选实施例的用于由节点 B 执行发送/接收操作的装置的方框图。首先将描述接收调度信息的接收侧的操作。节点 B 的接收部分具有对应于执行上行链路分组数据业务的 N 个数量的 UE 的每一个的 N 个数量的接收路径 1540 和 1542。在此处, 下面将描述对应于 UE#\_1  
10 的接收路径 1540 的操作, 但是对于那些本领域技术人员来说显而易见, 其他的接收路径也执行相同的操作。

参考图 15, 在天线中接收的信号经过 RF 单元 1538, 被转换为基带信号, 然后被输入给解扰器 1518。解扰器 1518 通过扰码  $S_{dpcch}$  对基带信号解扰。解扰信号被发送给解扩器 1520 和 1522, 然后被去信道化为 E-DPCCH 信号和  
15 E-DPDCH 信号。对于其已经由解扩器 1522 借助于信道化码  $C_c$  执行信道化的 E-DPCCH 信号由解调单元 1524 解调, 然后由解码单元 1526 解码。控制信息检测器 1527 检测在从由解码单元 1526 解码的数据接收 EUDCH 数据的过程中必需的控制信息, 并且控制信息包括 EUDCH 数据的调制信息等。

对已经由解扩器 1520 借助于信道化码  $C_c$  执行信道化的 E-DPDCH 信号  
20 由解调单元 1528 采用调制信息来进行解调, 调制信息是由控制信息检测单元 1527 检测的。已解调信号通过速率解匹配单元 1530 接收速率解匹配, 然后由解码单元 1532 解码。

MAC-eu 报头检测单元 1534 从发自解码单元 1532 的 MAC-eu PDU 中分离在报头中的缓存器状态信息和在有效载荷中的数据。在此处, 当在 MAC-eu  
25 报头中的 QID 映射具有除 0 以外的值时, MAC-eu 报头检测单元 1534 检测包含在 MAC-eu 报头中的缓存器状态信息 1516, 以发送所检测的缓存器状态信息 1516 给 MAC-eu 调度程序 1514。在此处, 缓存器状态信息 1516 包括至少一个 QID 和缓存器有效载荷信息。此外, 除 MAC-eu 报头之外, MAC-eu 标题检测单元 1534 从 MAC-eu PDU 中分离 MAC-eu SDU, 并且发送 MAC-eu  
30 SDU 给上层的重新排序缓存器。重新排序缓存器位于 RNC 中, 对应于 UE 侧的优先队列, 并且按照 MAC-eu SDU 的 TSN 调整(aligned)接收的 MAC-eu

SDU。

MAC-eu 调度器 1514 借助于缓存器状态信息 1516 及其他的调度信息产生用于每个 UE 最大允许 TFC 信息 1512, 并且发送产生的最大允许的 TFC 信息 1512 给 E-SCCH 发生器 1510。根据包括将要发送的缓存器状态信息的数据的优先级来确定最大允许 TFC。E-SCCH 发生器 1510 产生用于最大允许 TFC 信息 1512 的调度分配信息。调度分配信息由编码单元 1508 编码, 然后由调制单元 1506 调制。由调制单元 1506 调制的信号通过扩展器 1504 借助于信道化码  $C_{es}$  进行信道化, 然后被发送给多路复用器 1502。多路复用器 1502 多路复用接收的信号与其他的下行链路信道信号。多路复用的信号由扰码器 1500 以扰码  $S_{dpch,n}$  进行扰码, 并且由 RF 单元 1536 转换为 RF 信号。然后, RF 信号经由天线被发送给 UE。

如上所述, 在本发明中, 当 UE 经由增强的上行链路信道同时发送具有所需的不同优先级的数据时, 节点 B 控制调度反映了数据的优先级。对此, UE 发送对应于服务质量的优先队列的缓冲器状态信息, 并且节点 B 可以借助于所接收的优先队列的缓冲器状态信息来执行调度。因此, 本发明按照所要求的优先级提供有区别的业务, 从而满足用户的需求。

虽然参考本发明的某些优选实施例已经示出和描述了本发明, 但是本领域技术人员应理解, 在不脱离在所附权利要求中限定的本发明的精神和范围的情况下, 可以在形式和细节上进行各种改变。

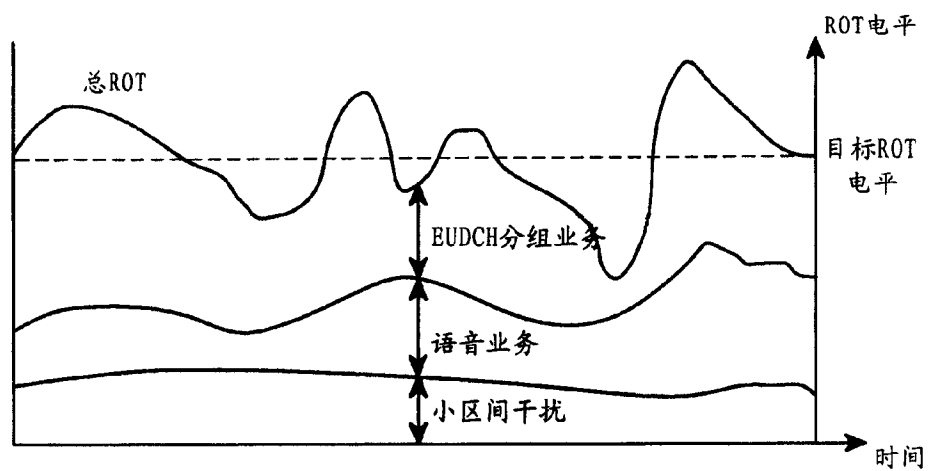


图 1A

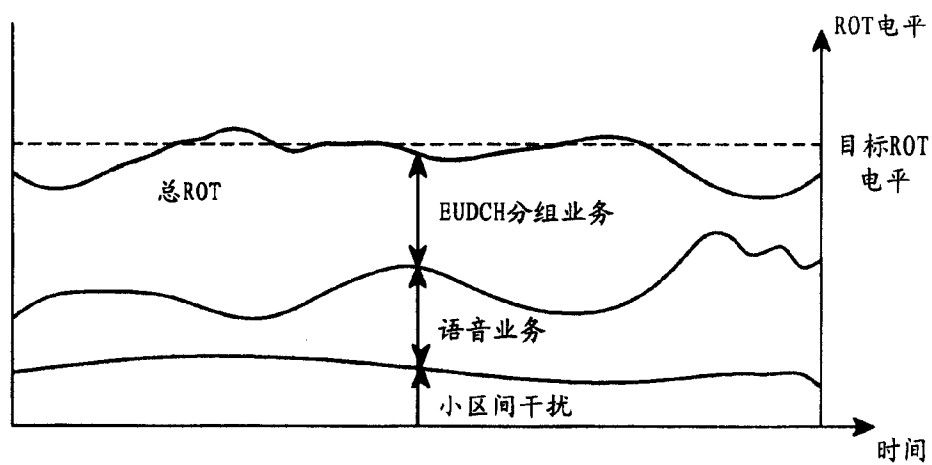


图 1B

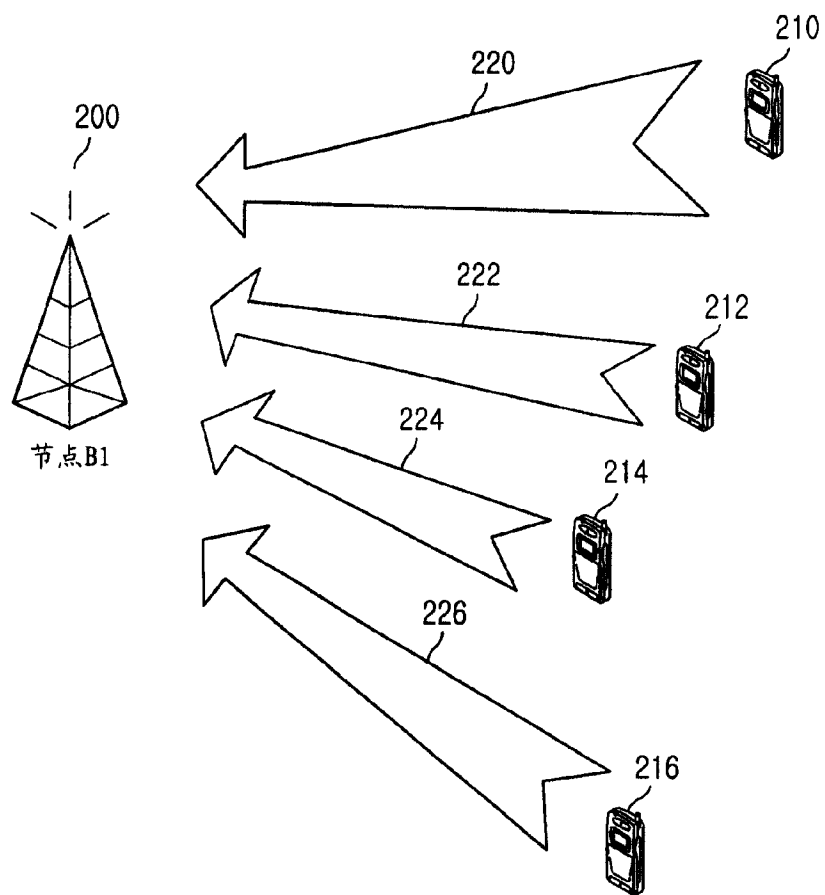


图 2

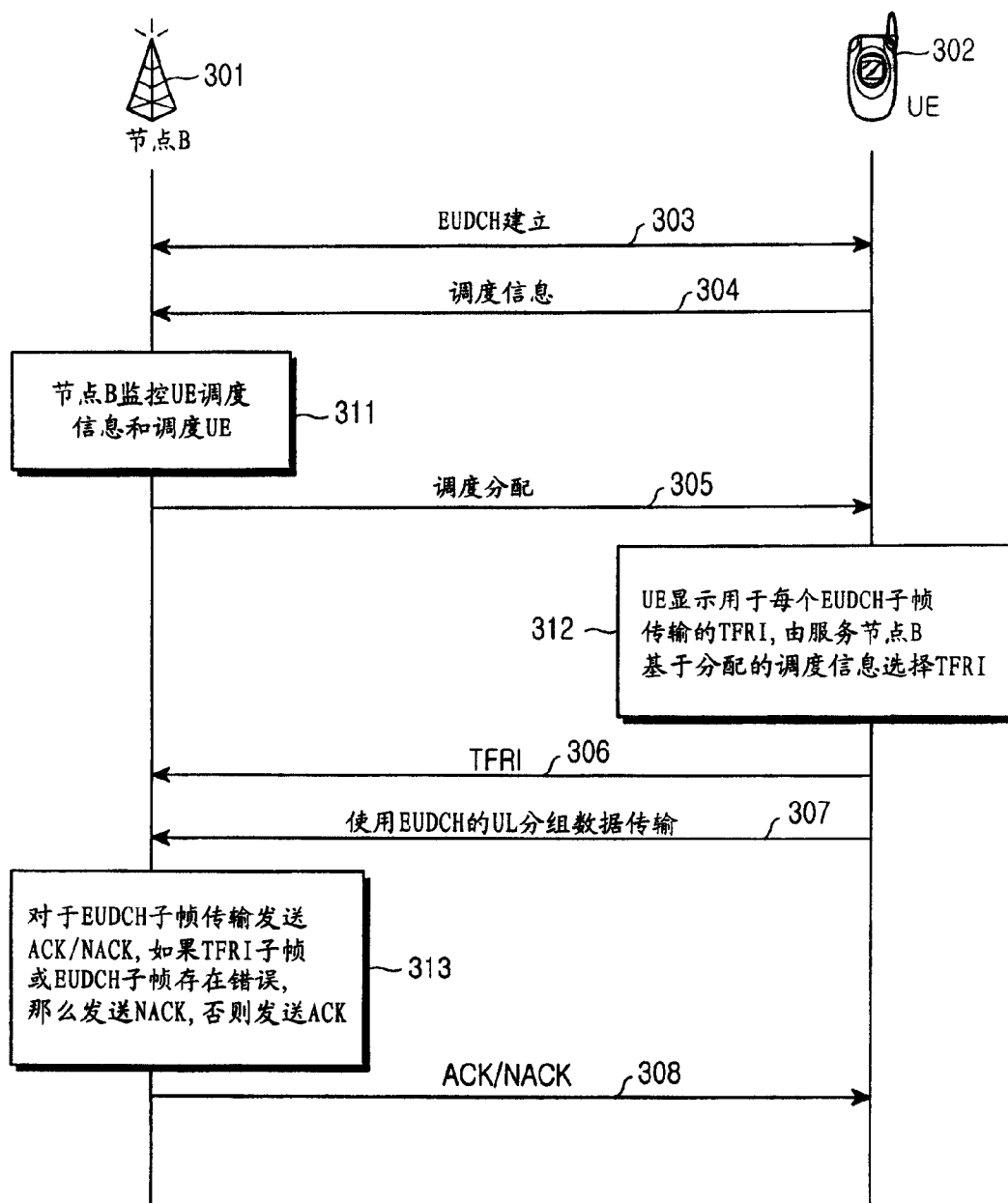


图 3



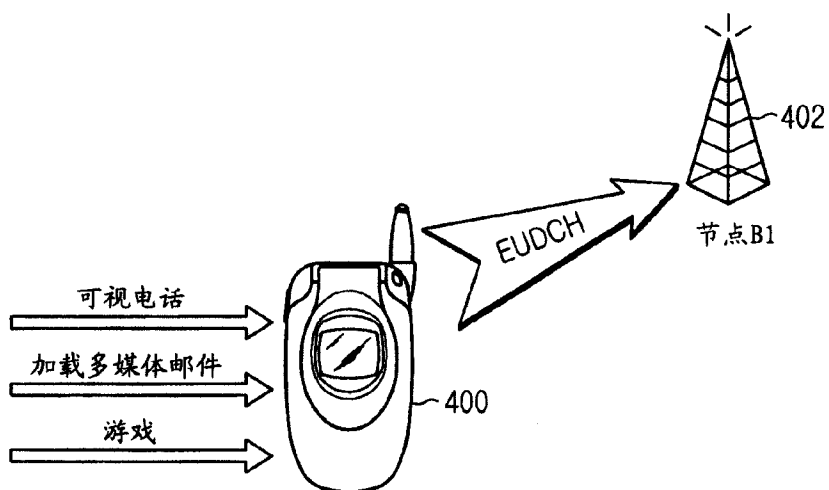


图 4

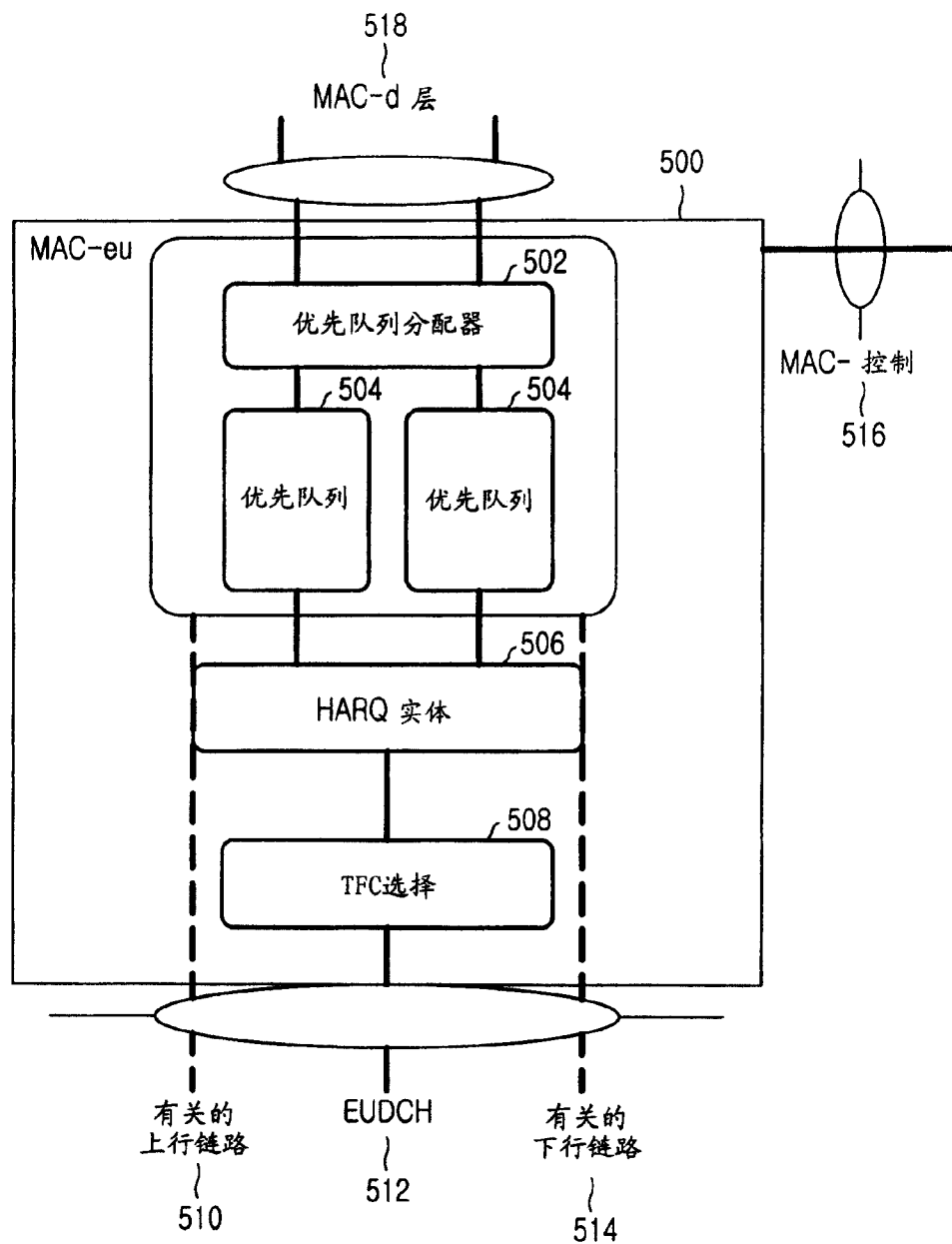


图 5

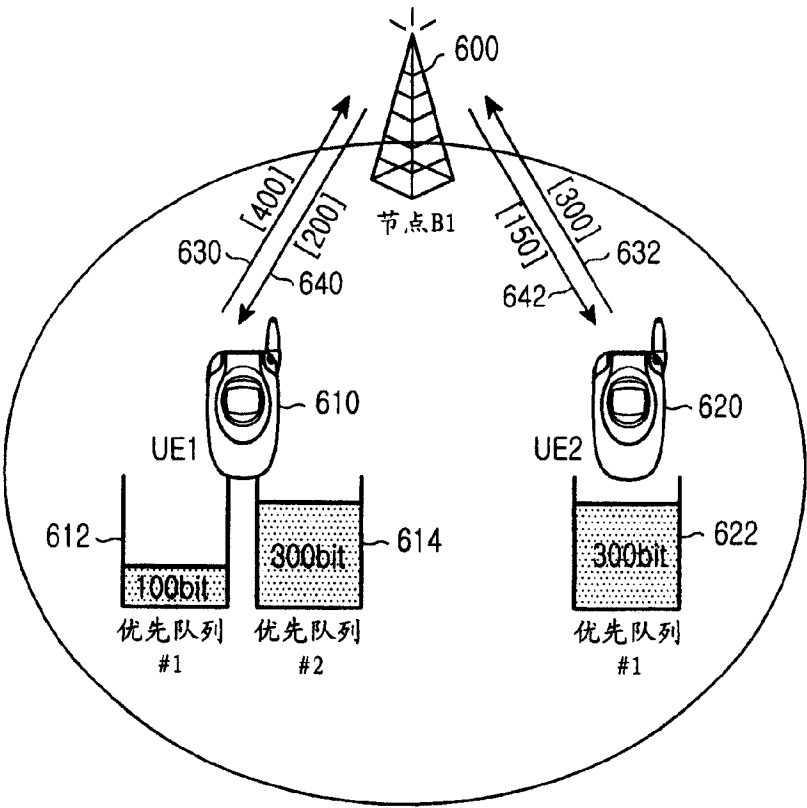


图 6

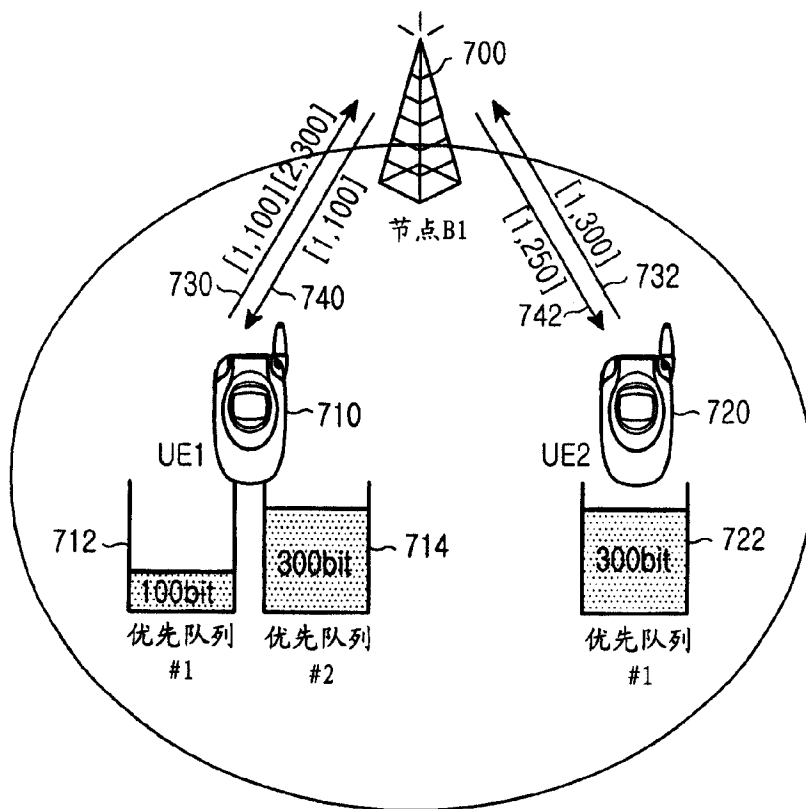


图 7

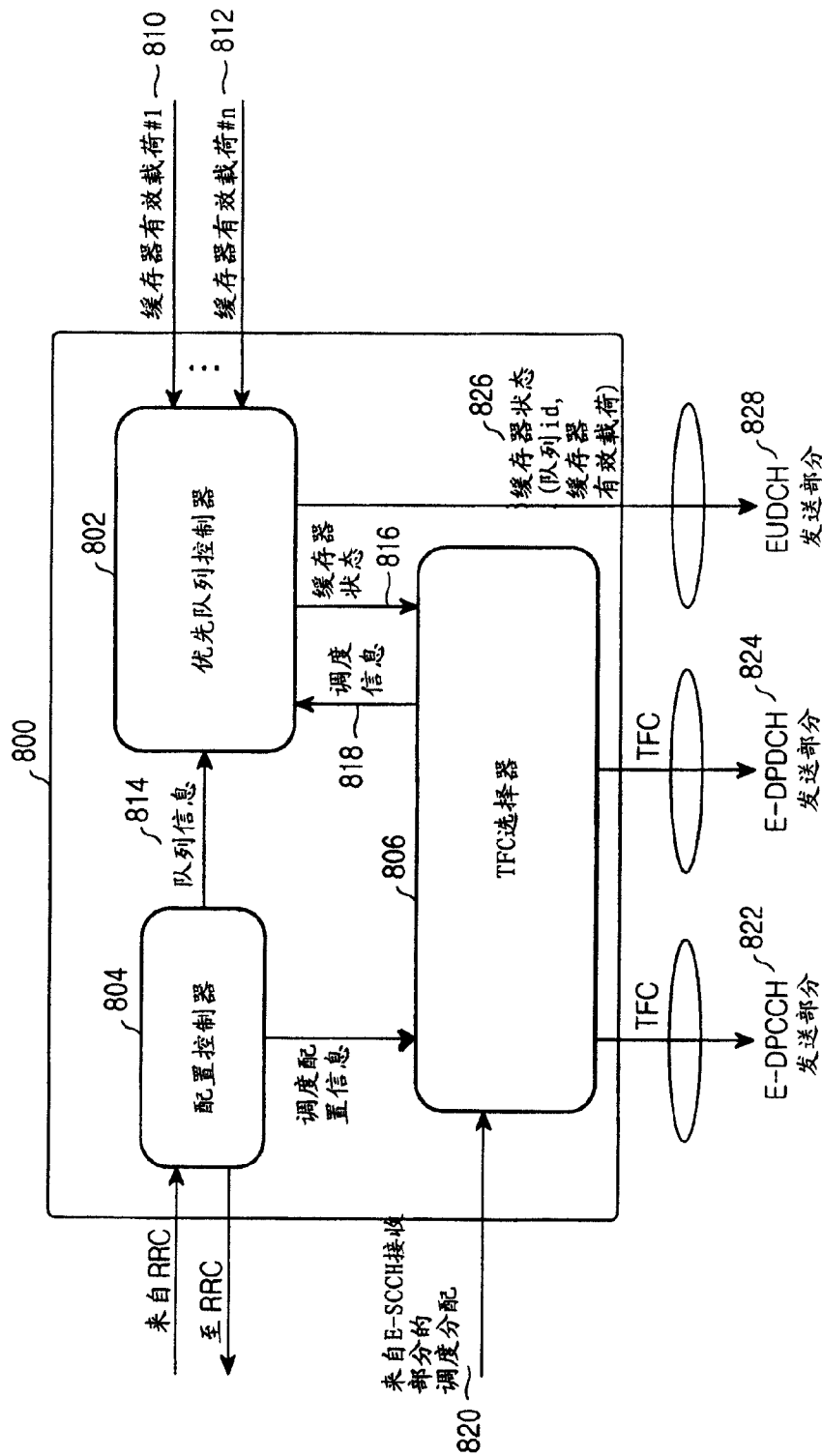


图 8

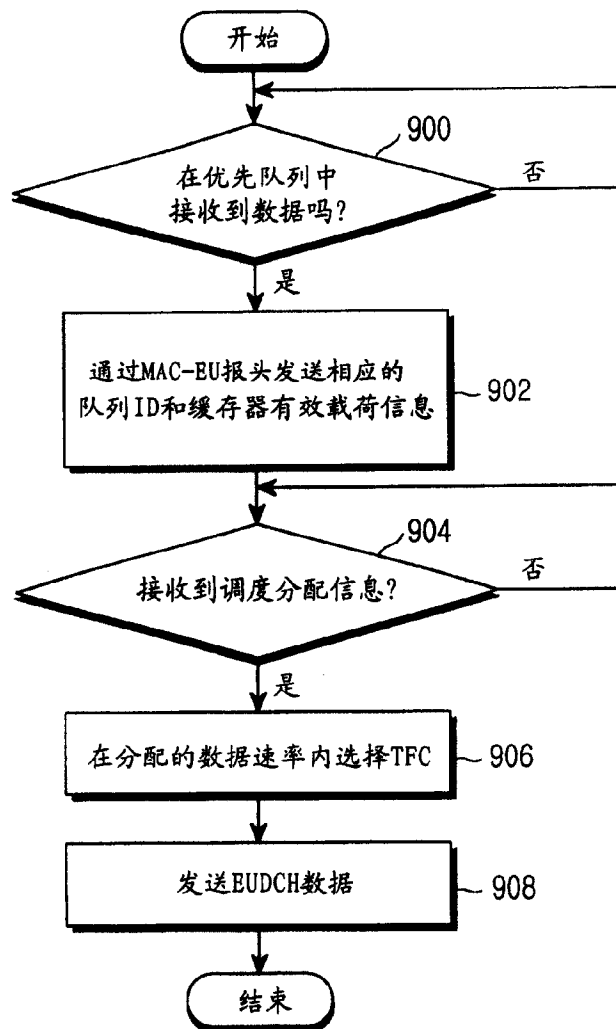


图 9

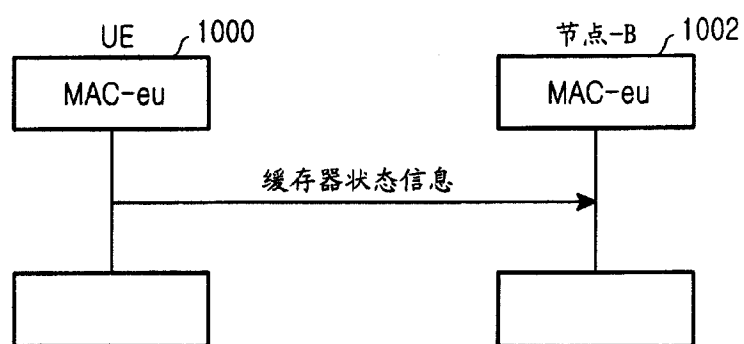


图 10

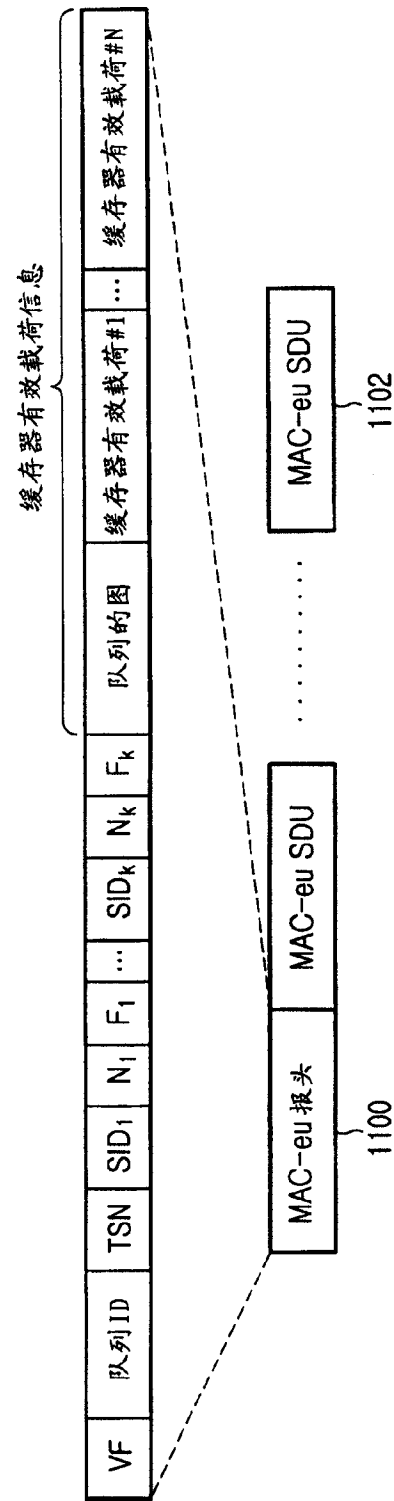


图 11



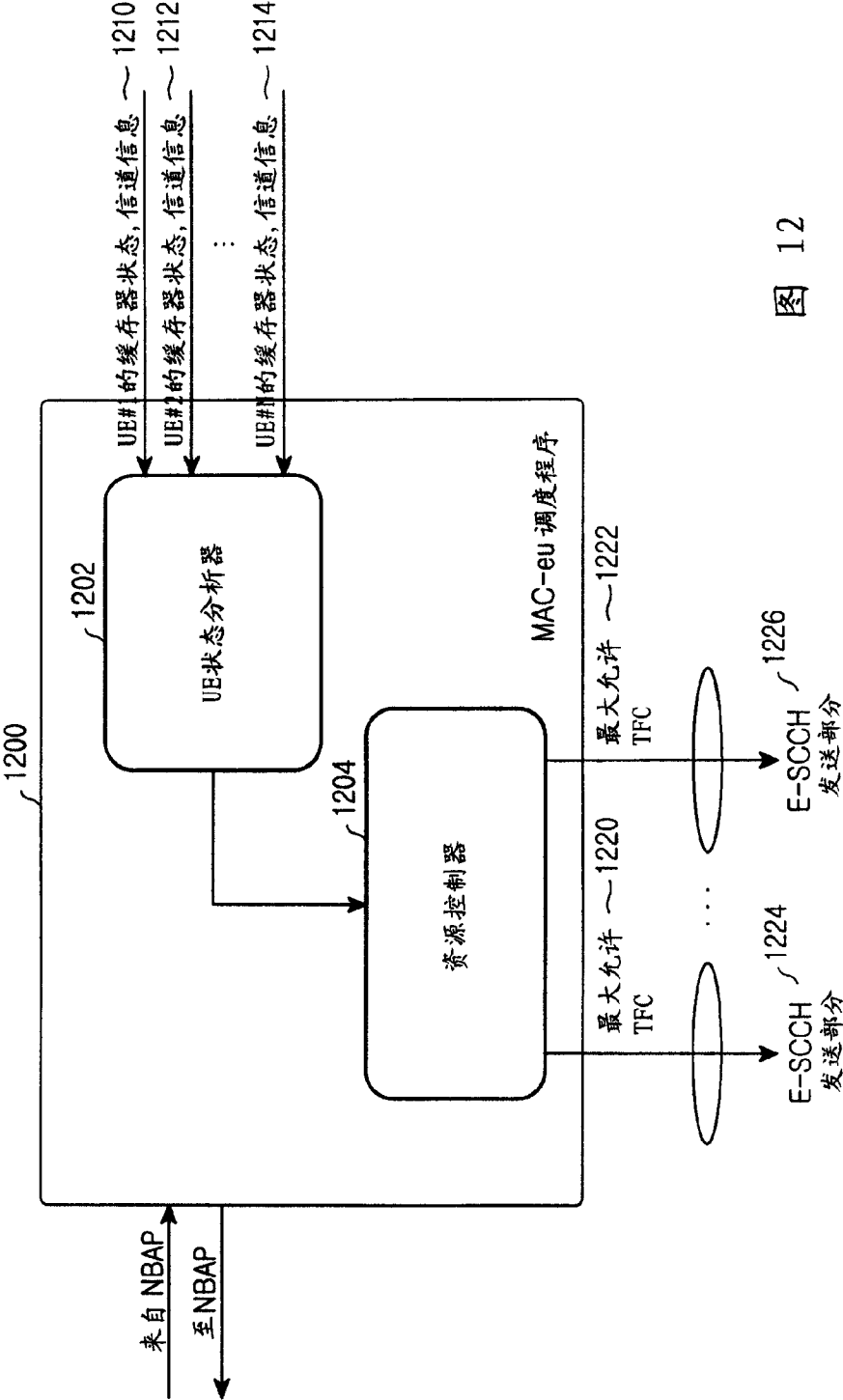


图 12

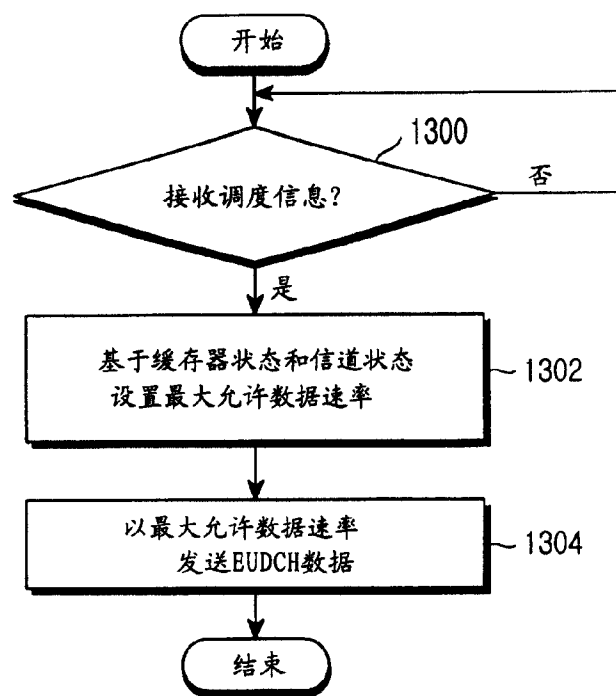


图 13

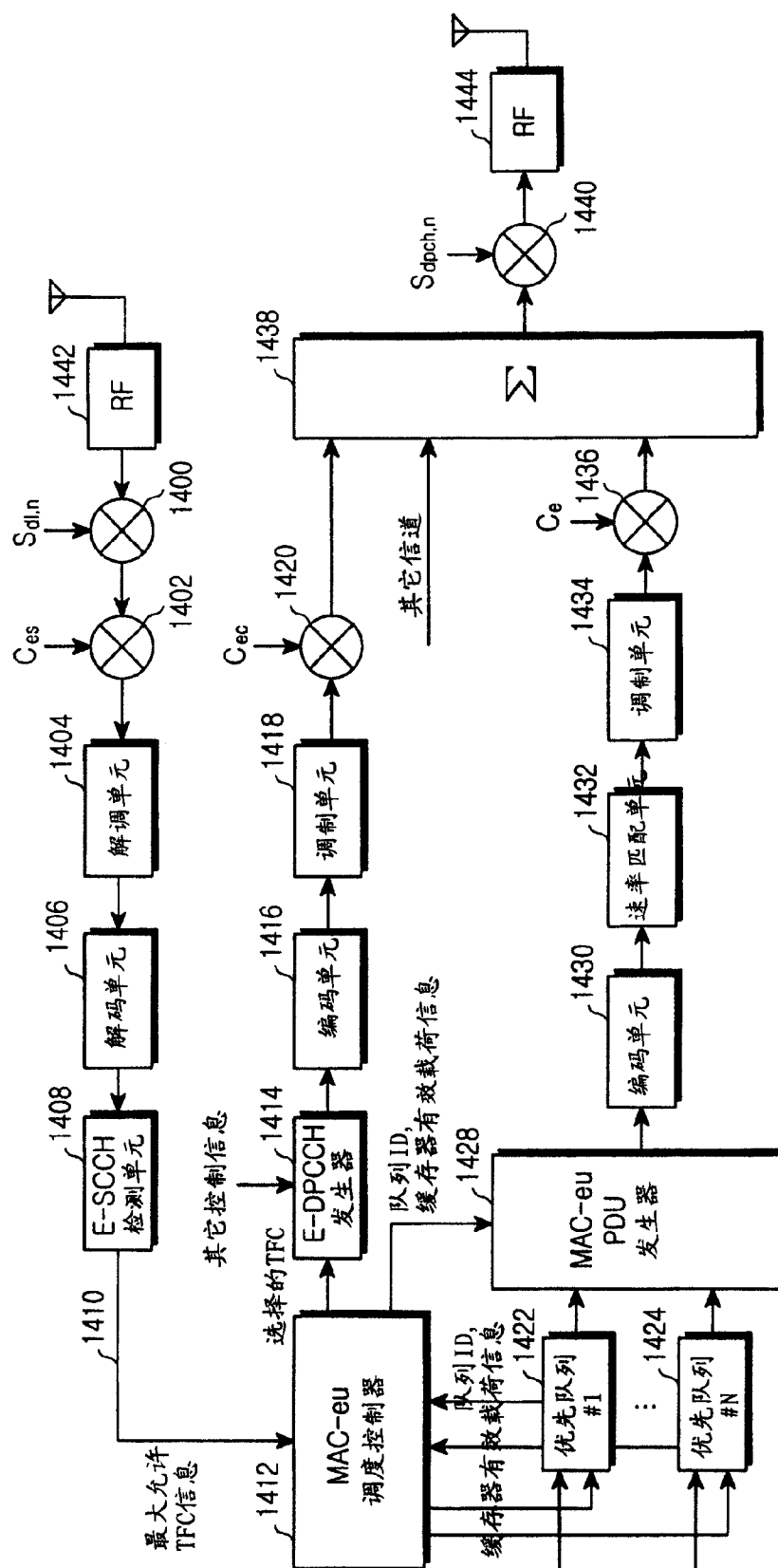


图 14

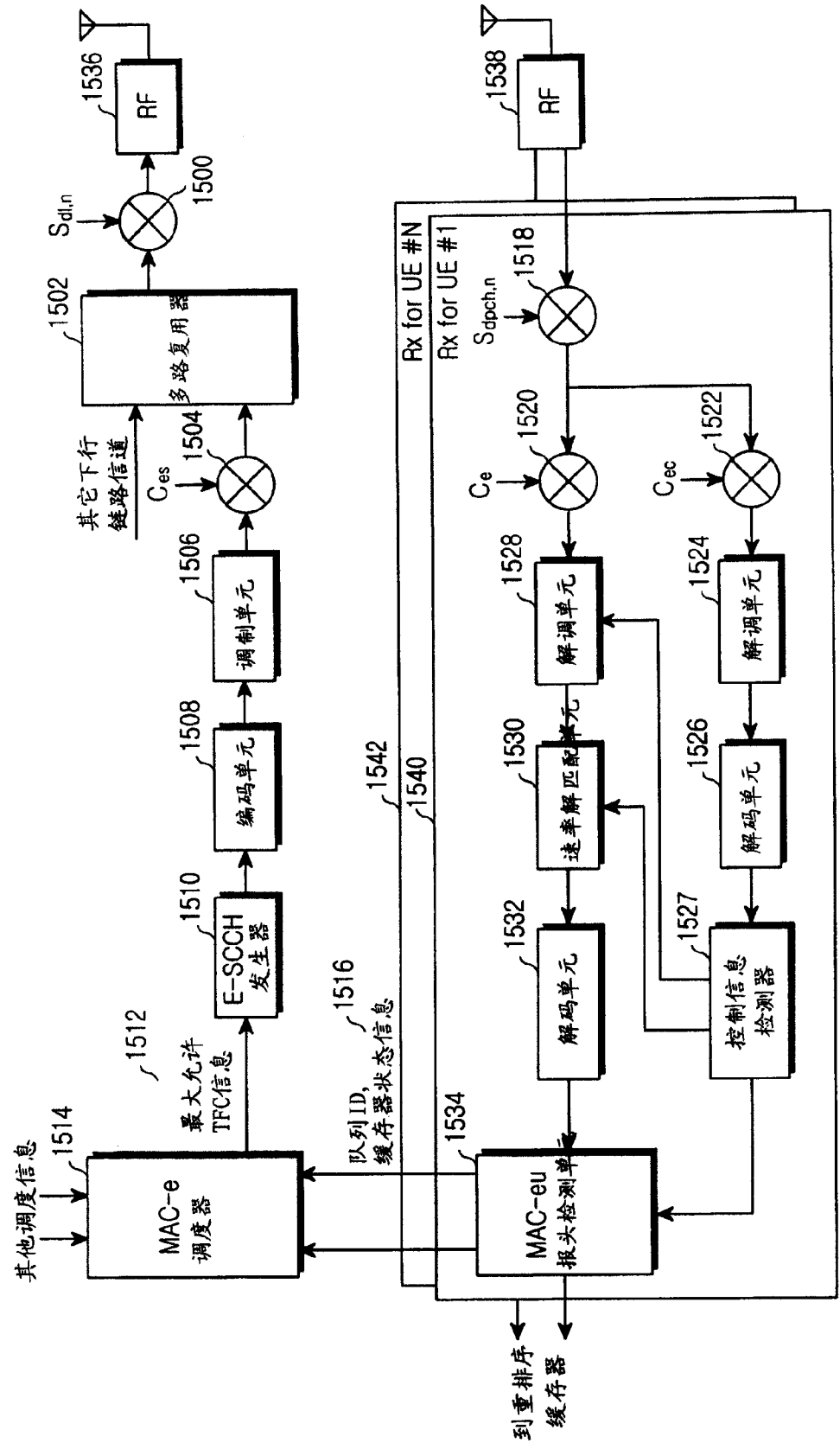


图 15



(12) **EUROPEAN PATENT APPLICATION**

(43) Date of publication:  
**20.02.2002 Bulletin 2002/08**

(51) Int Cl.<sup>7</sup>: **H04L 12/56**

(21) Application number: **01305711.2**

(22) Date of filing: **02.07.2001**

(84) Designated Contracting States:  
**AT BE CH CY DE DK ES FI FR GB GR IE IT LI LU**  
**MC NL PT SE TR**  
 Designated Extension States:  
**AL LT LV MK RO SI**

(72) Inventors:  
 • **Rudrapatna, Ashok N.**  
**Basking Ridge, NJ 07920 (US)**  
 • **Zeger, Linda M.**  
**New Providence, NJ 07974 (US)**

(30) Priority: **11.08.2000 US 635857**

(74) Representative:  
**Watts, Christopher Malcolm Kelway, Dr. et al**  
**Lucent Technologies NS UK Limited, 5**  
**Mornington Road**  
**Woodford Green Essex, IG8 0TU (GB)**

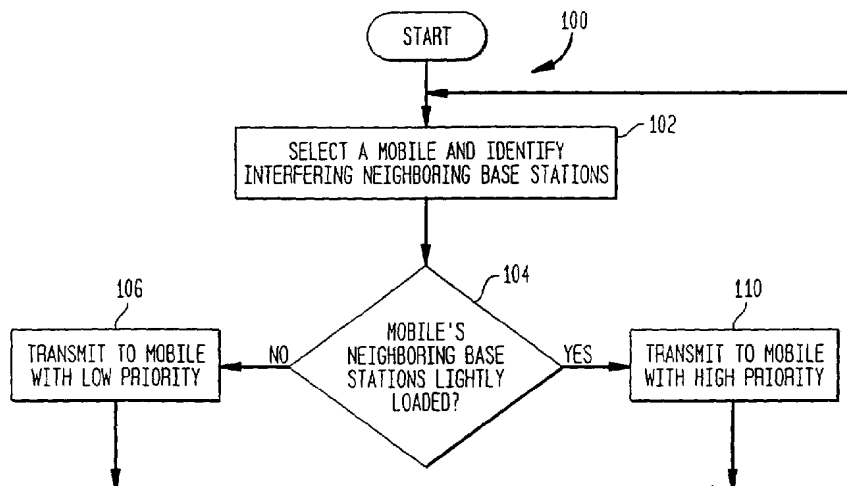
(71) Applicant: **LUCENT TECHNOLOGIES INC.**  
**Murray Hill, New Jersey 07974-0636 (US)**

(54) **Method and system for data transmission scheduling using neighboring base station load information**

(57) A telecommunications system having a first base station that utilizes neighboring base station load information to adaptively schedule transmissions to mobile devices within the first base station's coverage area. Before transmitting information to a mobile device, the first base station determines whether neighboring base stations causing the most interference to the mobile device have a load below a loading threshold (i.e., if the neighboring base stations are "lightly loaded"). If the first base station determines that the neighboring base stations are lightly loaded, then the neighboring base sta-

tions are providing little to no interference to the mobile device at which point, the first base station should transmit to the mobile device with high priority. If the first base station determines that the neighboring base stations are not lightly loaded, then the neighboring base stations are providing sufficient interference to the mobile device that transmissions to the mobile device should be given low priority. Thus, the first base station schedules transmissions at times when the transmissions can be made at high data rates, which increases the data rates of the mobile devices and the overall throughput of the system.

**FIG. 3**



## Description

### BACKGROUND OF THE INVENTION

#### 1. Field of the invention

[0001] The present invention relates generally to the field of telecommunications and, more particularly, to adaptive data scheduling using neighboring base station load information in a wireless telecommunications system.

#### 2. Description of the Related Art

[0002] Fig. 1 illustrates a portion of the components of an exemplary multiple access communications system 10. The system 10 includes a plurality of cells 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7 (collectively referred to herein as "cells"). The cells represent a portion of the geographic coverage area served by the system 10. In Fig. 1 each cell is schematically represented by a hexagon; in practice, however, each cell usually has an irregular shape that depends on the topology of the terrain serviced by the system 10. Within each cell 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7 is a base station 22A, 22B, 22C, 22D, 22E, 22F, 22G (collectively referred to herein as "base stations 22"), respectively, which is typically connected to a public switched telephone network ("PSTN") through a mobile switching center ("MSC") (the PSTN and MSC are not shown for convenience purposes). Each cell 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7 is illustrated as having three sectors 1<sup>a</sup>, 1<sup>b</sup>, 1<sup>c</sup>, through 7<sup>a</sup>, 7<sup>b</sup>, 7<sup>c</sup>, respectively, which are typical in a communications system implementing a frequency reuse pattern. That is, the exemplary system 10 has a 1/3 frequency reuse pattern (i.e., as known in the art, the system 10 can allocate a particular frequency every three cells).

[0003] In operation, the base stations 22 establish wireless communications links with wireless or mobile devices e.g., mobile device M, within the cells 20 wishing to transmit and receive digital data. The wireless link between a mobile device and a base station comprises an uplink for transmitting information from the mobile device, to the base station, and a downlink for transmitting information received by the base station to the mobile device. Sometimes the downlink is referred to as a forward link.

[0004] Multiple access techniques regulate communications for the various mobile devices within a cell given a limited available bandwidth. An exemplary multiple access technique includes TDMA ("time-division multiple access"). In a TDMA system, frequency channels are divided into a plurality of time slots. Some slots are used for control purposes and others are used for information transfer. Typically, multiple users are given respective slots in a frequency channel so that a single frequency channel can accommodate multiple users.

[0005] A number of third generation systems are evolving from the current wireless communications

technology such as TDMA IS-136 and GSM ("Global System for Communication") systems. These third generation systems will transmit voice information and non-voice data to the mobile devices of their users. Examples of these third generation TDMA systems include general packet radio service ("GPRS") and enhanced GPRS ("EGPRS"). A goal of these third generation systems is to enable mobile devices to transmit information to and receive information from the Internet. Thus, services currently available over the Internet, such as FTP ("file transfer protocol"), web browsing, chat, electronic mail ("e-mail"), telnet, etc., will be available to the mobile devices that are part of a third generation TDMA system.

[0006] In second generation TDMA systems the base station transmit power is usually fixed. Thus, in order for the carrier signal to interference ratio ("C/I") of a downlink transmission to meet a minimum required threshold in most of the area of the cell, the power allocated per mobile must be high. With a high power allocation, the C/I of downlink transmissions should exceed the minimum threshold in most of the cell.

[0007] Some of the third generation TDMA systems are going to have a very high frequency reuse, such as "compact EDGE ("enhanced data rates for GSM evolution")," which will have a 1/3 frequency reuse pattern (see FIG. 1), and EGPRS, which will have a 4/12 frequency reuse pattern. Given the high frequency reuse, the transmission data rates of these systems will be limited by interference, especially when the power allocated per mobile is fixed and therefore, high. This interference from other sectors can result in low data rates for users and an overall low system throughput.

[0008] Thus, there is a desire and need to substantially increase the data rates of individual users of a third generation communications system. There is also a desire and need to increase the overall throughput of the third generation communications system.

### SUMMARY OF THE INVENTION

[0009] The present invention provides a mechanism for substantially increasing the data rates of the users in a third generation communications system.

[0010] The present invention also provides a mechanism for increasing the throughput of a third generation communications system.

[0011] The above and other features and advantages of the invention are achieved by a telecommunications system having a first base station that utilizes neighboring base station load information to adaptively schedule transmissions to mobile devices within the base station's coverage area. Before transmitting information to a mobile device, the first base station determines whether neighboring base stations causing the most interference to the mobile device have a load below a loading threshold (i.e., if the neighboring base stations are "lightly loaded"). If the first base station determines that the neighboring base stations are lightly loaded, then the

neighboring base stations are providing little to no interference to the mobile device at which point, the first base station should transmit to the mobile device with high priority, since in this case a higher data rate can be used. If the first base station determines that the neighboring base stations are not lightly loaded, then the neighboring base stations are causing sufficient interference to the mobile device that immediate transmissions to the mobile device should be given low priority, since the data would be small. Thus, the first base station schedules transmissions at times when the transmissions can be made at high data rates, which increases the data rates to the mobile devices and the overall throughput of the system.

#### BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

**[0012]** The foregoing and other advantages and features of the invention will become more apparent from the detailed description of the preferred embodiments of the invention given below with reference to the accompanying drawings in which:

Fig. 1 illustrates a portion of a wireless communications system;

Fig. 2 illustrates an exemplary base station constructed in accordance with an exemplary embodiment of the present invention;

Fig. 3 illustrates in flowchart form exemplary call processing method performed by the base station of Fig. 2; and

Fig. 4 illustrates in flowchart form another exemplary call processing method performed by the base station of Fig. 2.

#### DETAILED DESCRIPTION OF PREFERRED EMBODIMENTS

**[0013]** The present invention is suitable for use in a wireless telecommunications system, such as a third generation TDMA system. As noted above, an example of a third generation TDMA system includes a GPRS system and thus, the present invention is suitable for use in GPRS. It should be appreciated, however, that the present invention is suitable for any type of telecommunications system (e.g., code-division multiple access (CDMA), GSM, etc.), and particularly those systems in which wireless or mobile devices experience interference from base stations outside of the cell in which the wireless or mobile device is located. The base stations located outside of the mobile device's cell are referred to herein as "neighboring base stations." The phrase "mobile device" is used herein to refer to any wireless communications device or terminal that may be serviced by a base station.

**[0014]** The phrases "interfering neighboring base station" or "interfering neighboring base stations" are used herein to describe neighboring base stations that pro-

vide the most interference (with respect to the interference from other neighboring base stations) to a particular mobile device. The phrase "lightly loaded" is used herein to describe the situation where an interfering neighboring base station has a load less than a loading threshold and thus, is not providing much interference to the mobile device. It should be apparent that if a cell is divided into sectors or if frequency reuse patterns are being utilized by the system, then the same base station will transmit to all sectors in a cell. Thus, it is possible for the same base station to be lightly loaded in one sector, yet substantially loaded in another sector. Moreover, the same base station may be interfering with a mobile device in one sector, but not in another. The phrase "interfering sector" is used herein to designate a sector in which the mobile device receives substantial interference from an interfering neighboring base station or other sector of the same cell. The phrase "servicing base station" is used herein to refer to the base station providing service to the mobile device (i.e., the base station providing service within the cell that the mobile device is located within).

**[0015]** As will become apparent from the following detailed description, when a servicing base station of the present invention is incorporated into a wireless telecommunications system using fixed transmit power to each mobile (hereinafter referred to as "fixed power systems"), the servicing base station will utilize load information from a mobile's interfering neighboring base station/stations to adaptively schedule transmissions to the mobile at times when higher data rates can be achieved. Thus, higher data rate transmissions can occur when there is less interference and better C/I. It must be noted that the interfering neighboring base stations may only be interfering in one sector and thus, the determination of whether that base station is lightly loaded is made based solely on the downlink power within the interfering sector.

**[0016]** As will be discussed below with reference to Fig. 4, when the servicing base station of the present invention is used in a system implementing power control (hereinafter referred to as a "power control system"), the servicing base station will utilize load information from the interfering neighboring base station/stations to adaptively schedule transmissions to the mobile at times when low power transmissions can be made. Again, it must be noted that the interfering neighboring base stations may only be interfering in one sector and thus, the determination of whether that base station is lightly loaded is made based solely on the downlink power within the interfering sector. Thus, in fixed power systems, the base station of the present invention schedules transmissions at times when high data rates can be achieved. In power control systems, the present invention schedules transmissions when low power transmissions can be made, thus servicing its mobile devices with less power, which reduces interference to its neighbors. In either system, the base station of the present

invention increases the overall throughput of the system.

**[0017]** The present invention takes advantage of the statistical fluctuations of each cell's forward link transmit power. A base station's transmit power can fluctuate with the number of mobile devices it is servicing. Furthermore, since Internet traffic often appears bursty so that periods of high data rates are followed by periods of inactivity, a base station's transmit power may be lower at times during which fewer of the mobile devices it is serving are receiving data. At other times, a base station will transmit near its maximum power, for example, when it has a number of active mobile devices, all of which are simultaneously receiving data.

**[0018]** Fig. 2 illustrates a base station 22 constructed in accordance with the present invention. The base station 22 includes a controller 30, antenna 34 and radio module 32 connected in a conventional manner. The radio module 32 contains a plurality of radios 32a, 32b, ... 32x. The controller 30 may include a programmed microprocessor coupled to a memory device or it may be an application specific integrated circuit (ASIC). It is desirable for the controller to include a programmed processor and memory so the methods of the present invention can be implemented in software. The controller 30 is coupled to the radio module 32 and is in communication with the MSC. The controller 30 controls and coordinates the operations of the base station 22 including, but not limited to, call processing and power control functions (if the system uses power control) while also communicating with the MSC. With the provision of some additional software, the controller 30 will also implement the methods 100 (Fig. 3), 200 (Fig. 4) of the present invention.

**[0019]** The following example will be used to illustrate the operation of the base station of the present invention. With reference to Fig. 1, the system 10 utilizes a 1/3 frequency reuse pattern and a mobile device M is located within a sector 1<sup>b</sup> of cell 1. In this example, the mobile device M, which will be serviced by base station 22a, is near the vertex that joins cell 1 to cells 2 and 7. In this example, it is presumed that most of the interference that the mobile device M experiences will be from the base stations servicing sectors 2<sup>c</sup> and 3<sup>a</sup>. It should be noted that there could also be interference from the base station servicing sector 7<sup>c</sup> or other sectors within the system 10, but for this example, it is presumed that most of the interference that the mobile device M experiences will be from the base stations servicing sectors 2<sup>c</sup> and 3<sup>a</sup>. The determination of the base stations providing the most interference to the mobile device M can be performed during system set-up, calibration, or any other suitable time, by measuring the interference experienced at the mobile device M from each neighboring base station (and each sector) or by any other method including, but not limited to, geographical or mathematical evaluations and simulations. It should be noted, however, that the exact mechanism used to determine

which base stations provide interference to the mobile device M and which ones provide the most interference does not matter. Thus, the interfering sectors are 2<sup>c</sup> and 3<sup>a</sup>, which means that most of the interference that the mobile device M experiences will be from base stations 22b and 22c (from their downlink transmissions to 2<sup>c</sup> and 3<sup>a</sup>). Thus, in this example, the servicing base station is base station 22a and the interfering base stations will be base stations 22b and 22c. The system in this example is a fixed power system and it is desirable for the servicing base station 22a to transmit to the mobile device M when the interfering neighboring base stations 22b, 22c are lightly loaded with respect to sectors 2<sup>c</sup> and 3<sup>a</sup> so that the transmissions to the mobile device M can be made at a higher data rate.

**[0020]** Referring now to Figs. 1 and 3, a first exemplary method 100 to perform adaptive data scheduling using neighboring base station load information is now described. As noted above, it is desired that the method 100 be implemented in software and executed by the base station 22 illustrated in Fig. 2. It should be noted, however, that the method 100 could also be implemented in hardware, such as an ASIC, or a combination of hardware and software. It is also desirable for the method 100 to be executed by every base station 22 in the system 10.

**[0021]** The method 100 begins when the servicing base station 22a selects a mobile device M to which to transmit data (step 102). The servicing base station 22a also identifies potential interfering neighboring base stations based on the location of the mobile device M as well as possibly on the signal strength received by the mobile M from other base stations. For a mobile device M near a cell or sector border, e.g., 2<sup>c</sup> and 3<sup>a</sup>, the base stations servicing these sectors generally will be the potentially interfering neighboring base stations. Thus, these sectors 2<sup>c</sup> and 3<sup>a</sup>, and the base stations 22b and 22c servicing them will be identified as the interfering neighboring base stations. Depending on geography, traffic and experience, the servicing base station 22a can be programmed to monitor and identify other sets of interfering neighboring base stations during initial set-up and testing of the base station 22a. For instance, all of the adjacent cells could be monitored for a mobile device M near a cell or sector border, or cells outside those immediately adjacent to the cell of the servicing base station 22a could be monitored.

**[0022]** At step 104, the servicing base station 22a determines if the mobile device's interfering neighboring base stations 22b, 22c are lightly loaded with respect to the interfering sectors 2<sup>c</sup> and 3<sup>a</sup>. One technique for determining whether the interfering base stations 22b, 22c are lightly loaded (or not) is disclosed in EP Application no. 01 304 478.9 which describes providing the servicing base station with an antenna for directly measuring the downlink power of interfering neighboring base stations. Once the downlink power is measured, it is compared to a reference downlink power for that neighbor-



ing base station, and a determination as to whether the interfering neighboring base station is lightly loaded is made based on the comparison.

**[0023]** This same "mutual monitoring" technique can be utilized by the present invention. Since the present example utilizes a 1/3 frequency reuse pattern and multiple sectors in a cell, the "mutual monitoring" technique of the co-pending application could require a slight extension to ensure the proper monitoring of the interference on a per sector basis. For example, since it is possible that the mobile device M can potentially receive significant amounts of interference from base station 22f via sector 6<sup>b</sup>, the servicing base station should be able to measure the downlink power of base station 22f in the direction of sector 6<sup>b</sup>. However, if the downlink power measuring antenna in sector 1<sup>b</sup> receives power only in the direction of its own sector, this antenna will not receive significant power from base station 22f in the direction of sector 6<sup>b</sup>, even though the mobile can. In this case, the downlink power measuring antenna of base station 22a in sector 1<sup>a</sup> can be used to measure the power from base station 22f in the direction of sector 6<sup>b</sup>; this information can then be transmitted via base station hardware from sector 1<sup>a</sup> to 1<sup>b</sup>.

**[0024]** Another technique for determining whether the interfering base stations 22b, 22c are lightly loaded (or not) with respect to interfering sectors 2<sup>c</sup> and 3<sup>a</sup>, is for the mobile device M to take measurements of the power it receives from the interfering neighboring base stations. Once the mobile device M takes these measurements, it can report it back to the servicing base station 22a, which will then use the measured power to determine if the interfering neighboring base station is lightly loaded with respect to the interfering sectors.

**[0025]** If at step 104 the servicing base station 22a determines that the interfering neighboring base stations 22b, 22c are not lightly loaded with respect to the interfering sectors 2<sup>c</sup> and 3<sup>a</sup>, then the method 100 continues at step 106. At this point, a transmission to the mobile device M would have a low C/I. At step 106 the servicing base station 22a will not transmit to the mobile device M at this time unless there are no other mobile devices with high priority for service. The servicing base station 22a can use the time slots to transmit with high data rates to mobile devices that are not experiencing interference from their neighboring base stations.

**[0026]** If at step 104 the servicing base station 22a determines that the interfering neighboring base stations 22b, 22c are lightly loaded with respect to the interfering sectors 2<sup>c</sup> and 3<sup>a</sup>, then the method 100 continues at step 110. At this point, a transmission to the mobile device would have a high or acceptable C/I. At step 110 the servicing base station gives high priority to transmit to the mobile device M. Thus, the method 100 attempts to transmit to mobile devices at times when the data rates used will be highest. This substantially increases the data rates of the mobile device M and the overall throughput of the system 10.

**[0027]** The present invention will now be described with its use in a power control system. As is known in the art, a base station process known as power control regulates the transmitting power of the base station and the mobile devices communicating with the base station. This typically occurs in CDMA (code-division multiple access) systems, but it can be incorporated into third generation TDMA systems as well. The power control process also regulates the number of users that a cell can support at any one time based on the amount of noise and interference present within the cell. Interference caused by users of the same cell and interference caused by users in other cells is a limiting factor to the capacity of the cell and the system. It is desired to reduce the power of transmissions to and from the base stations and thus, reduce the amount of interference within the cells (or sectors within the cells) so that the capacity and throughput of the system can be increased.

**[0028]** The following example will be used to illustrate the operation of the base station of the present invention with a system utilizing power control. With reference to Fig. 1, the system 10 utilizes a 1/3 frequency reuse pattern and a mobile device M is located within a sector 1<sup>b</sup> of cell 1. As in the prior example, the mobile device M, which will be serviced by base station 22a, is near the vertex that joins cell 1 to cells 2 and 7. It is presumed that most of the interference that the mobile device M experiences will be from the base stations servicing sectors 2<sup>c</sup> and 3<sup>a</sup>. It should be noted that there could also be interference from the base station servicing sector 7<sup>c</sup> or other sectors within the system 10, but for this example, it is presumed that most of the interference that the mobile device M experiences will be from the base stations servicing sectors 2<sup>c</sup> and 3<sup>a</sup>. The interfering sectors are 2<sup>c</sup> and 3<sup>a</sup>, which means that most of the interference that the mobile device M experiences will be from base stations 22b and 22c (from their downlink transmissions to 2<sup>c</sup> and 3<sup>a</sup>). The servicing base station is base station 22a and the interfering base stations will be base stations 22b and 22c. The system in this example utilizes power control and thus, it is desirable for the servicing base station 22a to transmit to the mobile device M when the interfering neighboring base stations 22b, 22c are lightly loaded with respect to sectors 2<sup>c</sup> and 3<sup>a</sup> so that the less power is used during the transmissions to the mobile device M.

**[0029]** Referring now to Figs. 1 and 4, another exemplary method 200 to perform adaptive data scheduling using neighboring base station load information is now described. As noted above, it is desired that the method 200 be executed by the base station 22 illustrated in Fig. 2. It is also desirable for the method 200 to be executed by every base station in the system 10.

**[0030]** The method 200 begins when the servicing base station 22a selects a mobile device M to which to transmit data (step 202). The servicing base station 22a also identifies potential interfering neighboring base sta-

tions based on the mobile device's location (described above). At step 204, the servicing base station 22a determines if the mobile device's interfering neighboring base stations 22b, 22c are lightly loaded with respect to the interfering sectors 2<sup>c</sup> and 3<sup>a</sup>. This determination can be made by one of the two techniques listed above.

**[0031]** If at step 204 the servicing base station 22a determines that the interfering neighboring base stations 22b, 22c are not lightly loaded with respect to the interfering sectors 2<sup>c</sup> and 3<sup>a</sup>, then the method 200 continues at step 206. At this point, a transmission to the mobile device M would result in a low C/I at the mobile device M and would require an increase in transmission power to compensate for the low C/I. At step 206, the servicing base station 22a gives low priority to transmit to the mobile device M. This way, the servicing base station 22a would not waste power on this transmission. More importantly, by not transmitting with increased power, the servicing base station 22a will not increase the interference to mobile devices that receive the most interference from the servicing base station 22a.

**[0032]** If at step 204 the servicing base station 22a determines that the interfering neighboring base stations 22b, 22c are lightly loaded with respect to the interfering sectors 2<sup>c</sup> and 3<sup>a</sup>, then the method 200 continues at step 210. At this point, a transmission to the mobile device would have a high or acceptable C/I and less power is required for the transmission. At step 210 the servicing base station transmits to the mobile device M with high priority. Thus, the method 200 attempts to transmit to mobile devices only at times when lower power transmissions can be used. This substantially reduces the co-channel interference caused by the servicing base station 22a and substantially increases the overall throughput of the system 10.

**[0033]** The methods of the present invention is preferably implemented in software and the software instructions and data can be stored in PROM, EEPROM or other nonvolatile memory connected to or contained within the controller. The software used in the present invention can be stored on a hard drive, floppy disc, CD-ROM or other permanent or semi-permanent storage medium and subsequently transferred to the memory of the controller. The program embodying the method of the present invention can also be divided into program code segments, downloaded, for example, from a server computer or transmitted as a data signal embodied in a carrier wave to the controller as is known in the art.

**[0034]** While the invention has been described in detail in connection with the preferred embodiments known at the time, it should be readily understood that the invention is not limited to such disclosed embodiments. Rather, the invention can be modified to incorporate any number of variations, alterations, substitutions or equivalent arrangements not heretofore described, but which are commensurate with the scope of the invention. Accordingly, the invention is not to be

seen as limited by the foregoing description, but is only limited by the scope of the appended claims.

## 5 Claims

1. A method of transmitting information to a wireless device in a telecommunications system, said method comprising the steps of:

determining if at least one neighboring base station of the wireless device has a load below a loading threshold; and  
adjusting data transmissions to the wireless device based on the determination.

2. The method of claim 1, wherein said adjusting step gives high priority to transmit to the wireless device if it is determined that the load of the at least one neighboring base station is below the loading threshold.

3. The method of claim 1, wherein said adjusting step transmits to the wireless device with low priority if it is determined that the load of the at least one neighboring base station is not below the loading threshold.

4. The method of claim 1, wherein said determining step comprises:

identifying neighboring base stations that may interfere with transmissions to the wireless device based on the location of the wireless device and received signal strengths at a wireless device associated with the identified base stations;  
monitoring the load of the identified base stations; and  
comparing the monitored load to the loading threshold.

5. The method of claim 4, wherein said monitoring step comprises:

receiving a signal indicative of the load from the identified base stations; and  
comparing the signal to a reference signal corresponding to the loading threshold.

6. The method of claim 4, wherein said monitoring step comprises:

receiving a signal indicative of the load on the identified base stations from the wireless device; and  
comparing the signal to a reference signal corresponding to the loading threshold.

7. The method of claim 1, wherein the wireless device is located within a sector of a cell and the at least one neighboring base station is a base station that provides significant interference to the wireless device. 5
8. A method of transmitting information to a wireless device in a telecommunications system, said method comprising the steps of:
  - determining if neighboring base stations of the wireless device have a load below a loading threshold; and 10
  - adjusting data transmissions to the wireless device based on the determination. 15
9. A base station for a wireless telecommunications system, said base station comprising:
  - a controller, said controller for determining if at least one neighboring base station of a wireless device has a load below a loading threshold and for adjusting data transmissions to the wireless device based on the determination. 20
10. The base station of claim 9, wherein said controller adjusts the data transmission by transmitting to the wireless device at a high data rate if it is determined that an aggregate load from a significant interfering neighboring base station is below the loading threshold. 25
11. The base station of claim 9, wherein said controller adjusts the data transmission by transmitting to the wireless device with low priority if it is determined that an aggregate load from significant interfering neighboring base stations is greater than or equal to the loading threshold. 30
12. The base station of claim 9, wherein said controller determines if the load of the at least one neighboring base station is below the loading threshold by identifying neighboring base stations that may interfere with transmissions to the wireless device based on the location of the wireless device or received signal strength at a wireless device associated with the identified base stations, monitoring a load of the identified base stations, and comparing the monitored load to the loading threshold. 35
13. The base station of claim 12, wherein said controller monitors the load of the identified base stations by receiving a signal indicative of the load from the identified base stations and comparing the signal to a reference signal corresponding to the loading threshold. 40
14. The base station of claim 12, wherein said controller 45
15. The base station of claim 12, wherein the wireless device is located within a sector of a cell and the controller identifies neighboring base stations as base stations that provide the most interference to the wireless device. 50
16. A wireless telecommunications system, said system comprising:
  - a first base station, said first base station for determining if neighboring base stations of a wireless device have a load below a loading threshold and for adjusting data transmissions to the wireless device based on the determination. 55
17. The system of claim 16, wherein said first base station adjusts the data transmission by transmitting to the wireless device with high priority if it is determined that the load of the neighboring base stations are below the loading threshold.
18. The system of claim 16, wherein said first base station adjusts the data transmission by transmitting to the wireless device with low priority if it is determined that the load of the neighboring base stations are not below the loading threshold.
19. The system of claim 16, wherein said first base station determines if the neighboring base stations have a load below the loading threshold by identifying neighboring base stations that may interfere with transmissions to the wireless device based on the location of the wireless device or received signal strengths from the identified base stations, monitoring the load of the identified base stations, and comparing the monitored load to the loading threshold.
20. The system of claim 19, wherein said first base station monitors the load of the identified base stations by receiving a signal indicative of the load from the identified base stations and comparing the signal to a reference signal corresponding to the loading threshold.
21. The system of claim 19, wherein said first base station monitors the load of the identified base stations by receiving a signal indicative of the load on the identified base stations from the wireless device and comparing the signal to a reference signal corresponding to the loading threshold.

22. The system of claim 16, wherein said system is a time-division multiple access (TDMA) system.

23. A time-division multiple access telecommunications system, said system comprising: 5

a base station, said base station for determining if an aggregate load from significant interfering base stations is below a loading threshold and for adjusting data transmissions to the wireless device based on the determination. 10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

FIG. 1

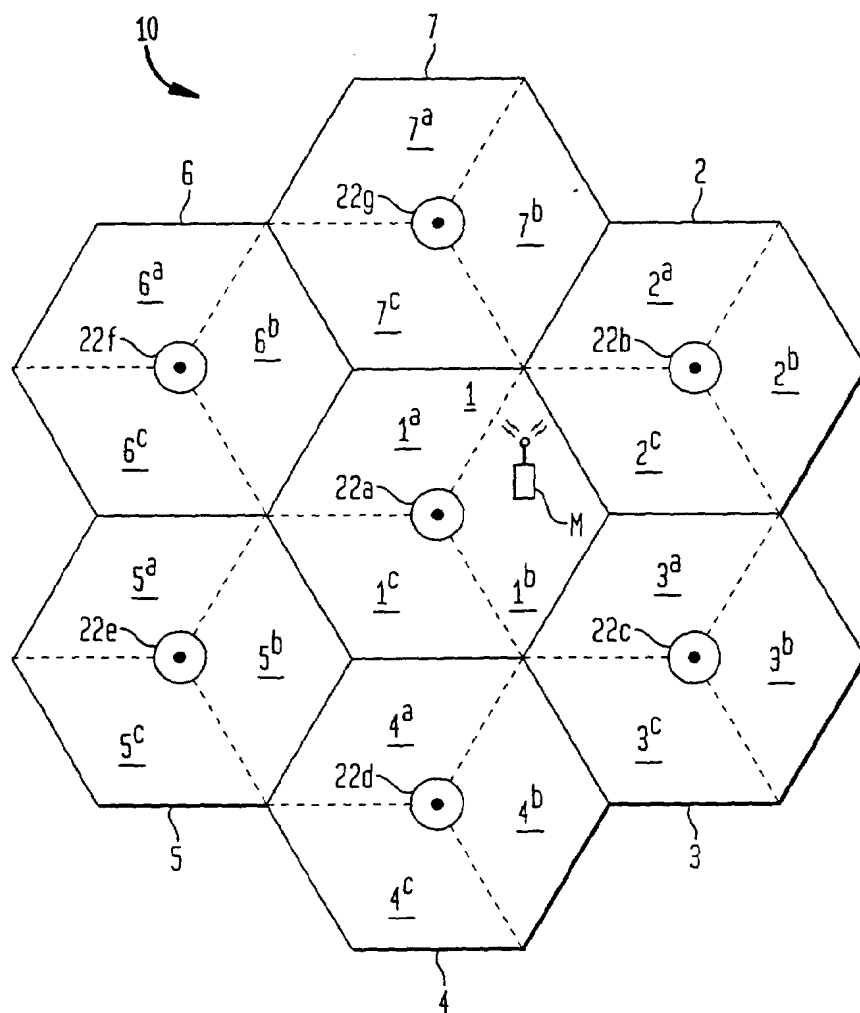


FIG. 2

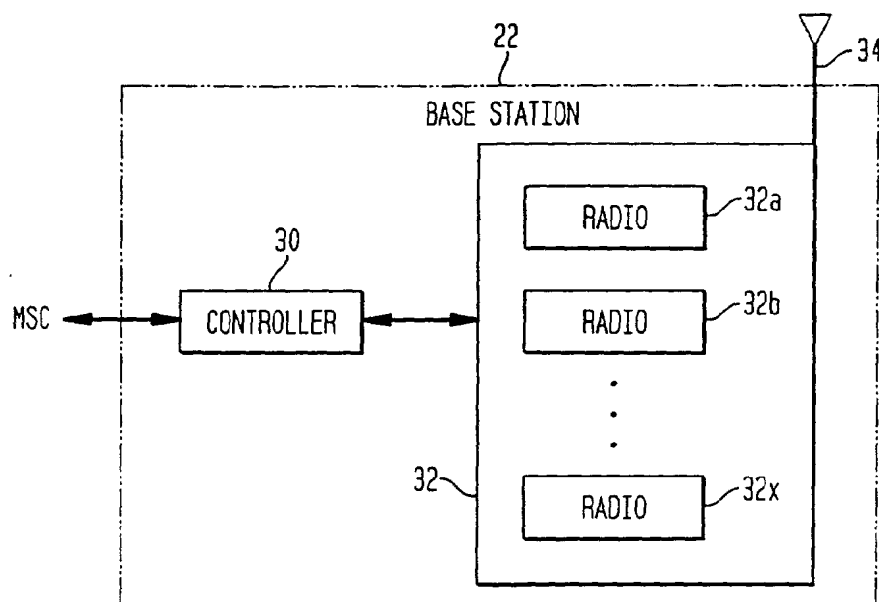


FIG. 3

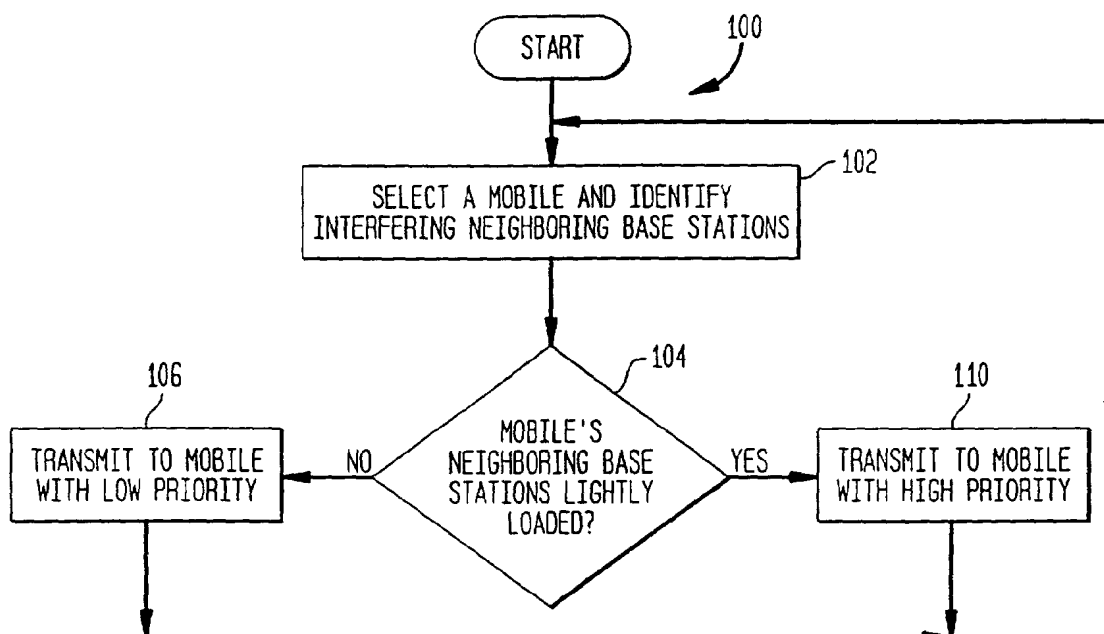
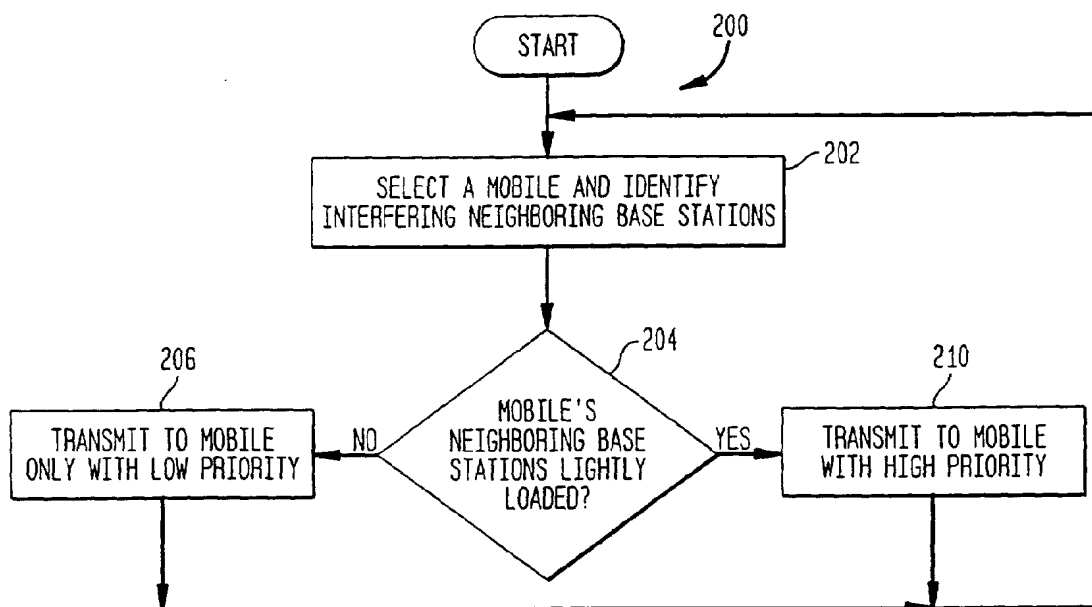


FIG. 4





European Patent  
Office

## EUROPEAN SEARCH REPORT

Application Number  
EP 01 30 5711

DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT			
Category	Citation of document with indication, where appropriate, of relevant passages	Relevant to claim	CLASSIFICATION OF THE APPLICATION (Int.Cl.7)
X	EP 0 767 548 A (AT & T CORP) 9 April 1997 (1997-04-09) * column 1, line 50 - line 58 * * column 6, line 13 - line 26 * * column 10, line 30 - column 11, line 40 * * ---	1-23	H04L12/56
X	US 5 914 950 A (TIEDEMANN ET AL) 22 June 1999 (1999-06-22) * column 9, line 25 - line 49 * ---	1-23	
A	US 6 069 885 A (FONG ET AL) 30 May 2000 (2000-05-30) * column 5, line 25 - line 45 * * column 6, line 25 - line 38 * * column 9, line 63 - column 10, line 11 * * column 11, line 43 - line 49 * -----	22,23	
			TECHNICAL FIELDS SEARCHED (Int.Cl.7)
			H04L H04Q
The present search report has been drawn up for all claims			
Place of search <b>BERLIN</b>		Date of completion of the search <b>28 September 2001</b>	Examiner <b>Palencia Gutiérrez,C</b>
CATEGORY OF CITED DOCUMENTS X : particularly relevant if taken alone Y : particularly relevant if combined with another document of the same category A : technological background O : non-written disclosure P : intermediate document		T : theory or principle underlying the invention E : earlier patent document, but published on, or after the filing date D : document cited in the application L : document cited for other reasons & : member of the same patent family, corresponding document	

EPO FORM 1503 (03.02) (P04001)



**ANNEX TO THE EUROPEAN SEARCH REPORT  
ON EUROPEAN PATENT APPLICATION NO.**

EP 01 30 5711

This annex lists the patent family members relating to the patent documents cited in the above-mentioned European search report.  
The members are as contained in the European Patent Office EDP file on  
The European Patent Office is in no way liable for these particulars which are merely given for the purpose of information.

28-09-2001

Patent document cited in search report		Publication date	Patent family member(s)	Publication date
EP 0767548	A	09-04-1997	US 5734646 A	31-03-1998
			CA 2184772 A1	06-04-1997
			EP 0767548 A2	09-04-1997
			JP 3066327 B2	17-07-2000
			JP 9186646 A	15-07-1997
			NO 964220 A	07-04-1997
			US 6088335 A	11-07-2000
			US 6069883 A	30-05-2000
US 5914950	A	22-06-1999	AU 7246698 A	30-10-1998
			CN 1263675 T	16-08-2000
			EP 0974237 A2	26-01-2000
			TW 391099 B	21-05-2000
			WO 9845966 A2	15-10-1998
			US 5923650 A	13-07-1999
US 6069885	A	30-05-2000	EP 0948855 A1	13-10-1999
			TW 420910 B	01-02-2001
			WO 9829988 A1	09-07-1998

## KOREAN INTELLECTUAL PROPERTY OFFICE

### KOREAN PATENT ABSTRACTS

(11)Publication number: **1020050099633 A**  
(43)Date of publication of application: **14.10.2005**

---

(21)Application number: **1020057015714**

(71)Applicant: **QUALCOMM FLARION TECHNOLOGIES, INC.**

(22)Date of filing: **24.08.2005**

(72)Inventor: **LAROIA RAJIV**

(30)Priority: **24.02.2003 1**

**FAN JOHN L.  
LI JUNYI**

(51)Int. Cl **H04B 7/26  
H04B 17/00  
H04B 1/00**

---

#### (54) PILOT SIGNALS FOR USE IN MULTI-SECTOR CELLS

#### (57) Abstract:

Pilot signal transmission sequences and methods are described for use in a multi-sector cell. Pilots in different sectors are transmitted at different known power levels. In adjacent sectors a pilot is transmitted while no pilot is transmitted in the adjoining sector. This represents transmission of a NULL pilot signal. A cell NULL is also supported in which NULL pilots are transmitted in each sector of a cell at the same time. Multiple pilot signal measurements are made. At least two channel quality indicator values are generated from measurements corresponding to at least two pilot signals of different power levels. The two values are transmitted back to the base station which uses both values to determine the transmit power required to achieve a desired SNR at the wireless terminal. The wireless terminal also reports information indicating its location to a sector boundary.

**(19)대한민국특허청(KR)**  
**(12) 공개특허공보(A)**

(51) 。 Int. Cl.<sup>7</sup>

H04B 7/26

H04B 17/00

H04B 1/00

(11) 공개번호 10-2005-0099633

(43) 공개일자 2005년10월14일

(21) 출원번호 10-2005-7015714

(22) 출원일자 2005년08월24일

번역문 제출일자 2005년08월24일

(86) 국제출원번호 PCT/US2004/005241

(87) 국제공개번호 WO 2004/077685

국제출원일자 2004년02월20일

국제공개일자 2004년09월10일

(30) 우선권주장

10/648,766

2003년08월25일

미국(US)

10/648,767

2003년08월25일

미국(US)

60/449,729

2003년02월24일

미국(US)

(71) 출원인

플래리온 테크놀러지스 인크

미국, 뉴저지 07921, 베드민스터, 베드민스터 원, 유 에스 하이웨이 202-206 사우스 135

(72) 발명자

라로이아 라지브

미국 뉴저지 07920 베스킹 리지 섬머빌 455

판 존, 엘.

미국 뉴저지 07039 리빙스톤 록헌 드라이브 7

리 준이

미국 뉴저지 07921 베드민스터 우렌 라인 357

(74) 대리인

정상구

이범래

신현문

심사청구 : 없음

**(54) 다중-섹터 셀들내에 사용하기 위한 파일럿 신호들**

**요약**

다중-섹터 셀에 사용하기 위한 파일럿 신호 전송 시퀀스들 및 방법들이 기술된다. 서로 다른 섹터들내의 파일럿들은 서로 다른 알려진 파워 레벨들에서 전송된다. 인접 섹터들에서 파일럿이 전송되고, 접경 섹터에서는 어떠한 파일럿도 전송되지 않는다. 이는 널(NULL) 파일럿 신호의 전송을 나타낸다. 널 파일럿들이 동시에 셀의 각 섹터내에서 전송되는 셀 널도 지원된다. 다수의 파일럿 신호 측정이 이루어진다. 적어도 두 개의 채널 품질 지시자 값들이 서로 다른 파워 레벨들의 적어도 두 개의 파일럿 신호들에 대응한 측정으로부터 발생된다. 두 개의 값들은 다시 기지국으로 전송되며, 기지국은 양 값들을 무선 단말기에서의 원하는 SNR을 달성하기 위해 필요한 전송 파워를 결정하기 위해 사용한다. 무선 단말기는 또한 섹터 경계에 대한 위치를 나타내는 정보를 보고한다.

**대표도**

## 도 19

## 색인어

다중 섹터 셀, 채널 품질 지시자, 널 파일럿 신호, 전송 파워, 무선 단말기

## 명세서

## 기술분야

본 발명은 무선 통신 시스템들에 관한 것으로, 보다 구체적으로, 다중 섹터 셀, 예를 들어, 동기화된 섹터 전송들을 갖는 셀에서 파일럿 신호들을 전송하기 위한 장치 및 방법에 관한 것이다.

본 발명은 무선 통신 시스템에 관한 것으로, 보다 구체적으로, 채널 조건들의 측정들을 수행하기 위한 장치 및 방법에 관한 것이다.

## 배경기술

무선 통신 시스템, 예를 들어, 셀룰러 시스템에서, 채널 조건들은 무선 통신 시스템의 동작에 중요한 고려사항이다. 무선 통신 시스템내에서, 기지국(BS)은 복수의 무선 단말기들(WT들), 예를 들어, 모바일 노드들과 통신한다. 무선 단말기가 기지국의 셀내에서 다른 위치들로 이동함에 따라, 기지국과 무선 단말기 사이의 무선 통신 채널의 조건은 예를 들어, 노이즈 및 간섭의 변하는 레벨들로 인해 변할 수 있다. 무선 단말기의 수신기가 경험한 노이즈 및 간섭은 배경 노이즈, 자체-노이즈 및 섹터간 간섭을 포함할 수 있다. 배경 노이즈는 기지국의 전송 파워 레벨과는 독립적인 것으로 분류될 수 있다. 그러나, 자체 노이즈 및 섹터간 간섭은 기지국의 전송 파워 레벨, 예를 들어, 하나 이상의 섹터들의 전송 파워에 의존한다.

통신 채널의 조건을 평가하기 위해 통상적으로 사용되는 한가지 방법은 기지국이 파일럿 신호들을 전송하는 것이며, 이 파일럿 신호들은 통상적으로 전송 자원의 작은 부분(fraction)상에서 전송되고, 일반적으로, 단일 일정 파워 레벨에서 전송되는 알려진(사전결정된) 심볼들로 구성된다. 무선 단말기는 파일럿 신호들을 측정하고, 신호대 잡음비(SNR)와 같은 스칼라 비율 또는 등가의 메트릭의 형태로 BS에 보고한다. 노이즈/간섭이 전송된 신호에 의존하지 않는 경우, 예를 들어 배경 노이즈가 주도적이며, 자체 노이즈 및 섹터간 간섭으로부터의 부담(contribution)이 현저하지 않은 경우, 이런 단일 스칼라 메트릭은 BS가 무선 단말기에서 수신된 SNR이 신호 전송 파워와 관련하여 어떻게 변하는지 예측하기에 충분하다. 그러면, 기지국은 사용된 특정 에러 교정 코딩 체계 및 변조에 대해 무선 단말기에서의 수용가능한 수신된 SNR을 달성하기 위해 필요한 전송 파워의 최소 레벨을 결정할 수 있다. 그러나, 총 노이즈/간섭이 신호 전송 파워에 의존하는 현저한 컴포넌트, 예를 들어, 인접 섹터들에서의 기지국 전송들로부터의 섹터간 간섭을 포함하는 경우에, 하나의 고정된 강도 레벨의 파일럿 신호들로부터 SNR을 획득하는 흔히 사용되는 기술은 불충분하다. 이런 경우에, 이 흔히 사용되는 기술에 의해 얻어진 정보, 예를 들어, 단일 전송 파워 레벨에서의 SNR은 신호 전송 파워의 함수로서, WT에서 수신된 SNR을 BS가 정확하게 예측하기에 불충분하고 부적합하다. 기지국이 기지국 신호 전송 파워 레벨에 대해 수신된 SNR에 관련한 무선 단말기의 함수를 풀 수 있도록, 부가적인 채널 품질 정보가 발생되고, 무선 단말기에 의해 수집되고, 기지국으로 중계될 필요가 있다. 이런 무선 단말기의 통신 채널을 위한 함수를 획득함으로써, 사용된 변조, 에러 보정 코드, 특정 코딩 레이트를 위한 수신된 SNR의 수용가능한 레벨을 아는 기지국의 스케줄러는 적절한 파워 레벨을 갖는 채널내에 무선 단말기 세그먼트를 효과적으로 할당할 수 있고, 따라서, 수용가능한 SNR을 달성하고, 낭비되는 전송 파워를 제한하며 및/또는 간섭의 전체 레벨들을 감소시킬 수 있다.

상기 설명에 기초하여, 특히, 다중 섹터 무선 통신 시스템들의 경우에, 기지국 전송 파워의 함수로서 무선 단말기 수신 신호 SNR을 획득하기에 충분한 정보를 기지국에 제공하는 채널 품질 측정, 평가 및 보고를 위한 새로운 신규한 장치 및 방법이 필요하다는 것은 명백하다. 부가적으로, 개선된 및/또는 보다 다양한 채널 품질 측정을 지원하기 위해, 셀의 다른 섹터로부터의 간섭 및 자체 노이즈의 분석을 용이하게 할 수 있는 새로운 파일럿 신호 패턴들, 시퀀스들 및/또는 파일럿 신호 전송 파워 레벨들이 필요하다.

## 발명의 상세한 설명

예를 들어, 서로 다른 신호 파일럿 전송 파워 레벨들의 사용을 통한 다중 채널 품질 측정들을 용이하게 하는 개선된 파일럿 신호 시퀀스들이 설명된다. 다양한 구현들에서, 전송된 파일럿 시퀀스들은 예를 들어, 동기화된 방식으로, 파일럿 신호 측정들이 이루어지는 섹터들과 동일한 톤들을 사용하여 셀의 다른 섹터들로부터의 간섭의 부담의 결정을 용이하게 한다.

서로 다른 섹터들이 거의 동일한 파워를 사용하여 톤상에서 다른 섹터들로부터 신호들을 동시에 전송하는 경우에, 전송 파워가 섹터에서 겪게되는 노이즈의 양에 영향을 미치기 때문에, 간섭은 자체 노이즈와 유사 또는 동일하게 보여진다.

이웃 섹터들로부터의 노이즈 부담들을 측정하기 위해, 섹터 널 파일럿, 예를 들어, 제로 파워를 갖는 파일럿은 인접한 섹터에서 동시에 전송하고, 사전선택된, 따라서, 알려진 비-제로 파워를 갖는 파일럿 신호는 수신된 파일럿 신호 측정이 이루어지는 섹터에서 전송된다. 배경 노이즈 측정을 용이하게 하기 위해, 일부 실시예들에서 셀 널이 지원된다. 셀 널의 경우에, 셀의 모든 섹터들이 널 파일럿을 배경 노이즈를 측정하기 위해 사용되는 톤상에서 전송한다. 어떠한 파워도 측정 동안 톤 상에서 셀내에서 전송되지 않기 때문에, 톤상의 임의의 측정된 신호는 노이즈, 예를 들어 셀간 간섭을 포함할 수 있는 배경 노이즈라 여겨질 수 있다.

본 발명의 파일럿 시퀀스들 및 신호 측정들은 무선 단말기(WT) 및 WT로부터 채널 조건 피드백 정보를 수신하는 BS가 신호 의존성 노이즈의 존재시 신호 전송 파워의 함수로서 WT를 위한 다운링크 수신 SNR을 예측할 수 있게 한다. 본 발명에 따라서, 개별적인 WT들로부터의 피드백은 단일 SNR 값과는 대조적으로, 두 개의 채널 품질 지시자 값들을 보통 포함하며, 두 개의 채널 품질 지시자 값들 각각은 서로 다른 함수를 사용하여 발생된다. 두 채널 품질 지시자 값 발생기 함수들 중 하나는 입력으로서 제1 알려진 전송 파워를 갖는 수신된 파일럿 신호에 대응하는 제1 파일럿 신호 측정을 갖는다. 두 채널 품질 지시자 값 발생기 함수들 중 두 번째 것은 입력으로서 제1 알려진 전송 파워와는 다른 제2 알려진 전송 파워를 갖는 다른 수신된 파일럿 신호에 대응하는 제2 파일럿 신호 측정을 갖는다. 소프트웨어 모듈들 또는 하드웨어 회로들로서 구현될 수 있는 제1 및 제2 채널 품질 지시자 값 발생 함수들 각각은 또한 바로 앞에서 언급한 것들에 대한 부가적인 입력들을 가질 수 있다.

서로 다른 함수들을 사용하여 발생된 WT 당 적어도 두 개의 채널 품질 지시자 값들을 포함하는 개별적인 WT들로부터의 피드백은 기지국(BS)이 수신기들에서 필요한 각 SNR들에 의존하는 서로 다른, 예를 들어, 최소의 신호 파워들에서, 서로 다른 WT들에게 전송할 수 있게 한다. BS에 의해 전송된 총 파워는 통상적으로 알려져 있거나 고정되어 있지만, 서로 다른 WT들에 할당되는 비율은 서로 다를 수 있으며, 시간에 걸쳐 변할 수 있다. WT 수신기에서, 수신된 신호 파워의 함수로서 총 노이즈의 의존성은 본 발명에서 "노이즈 특성 라인"이라 지칭되는 직선에 의해 모델링될 수 있다. 노이즈 특성 라인인 일반적으로 원점을 통과하지 않기 때문에, 단일 스칼라 파라미터는 이 라인을 특성화하기에 충분하지 못하다. 적어도 두 개의 파라미터가 이 라인을 결정하기 위해 필요하다.

기지국은 다운링크상에서 파일럿 신호들을 전송한다. 본 발명에 따라서, 서로 다른 강도 레벨들의 파일럿 신호들을 전송함으로써, 무선 단말기에 대한 노이즈 특성 라인이 결정될 수 있다. 일반적으로, 제1 파일럿 신호는 제1 지점을 획득하기 위해 제1 파워 레벨로 전송되고, 제2 파일럿 신호는 제2 데이터 지점을 획득하기 위해 제1 파워 레벨과는 다른 제2 파워 레벨에서의 전송된다. 제2 파워 레벨은 일부 실시예들에서 제로가 될 수 있다. 상기 파일럿 신호 체계는 옴니-안테나(omni-antenna)를 사용하는 셀, 즉, 단 하나의 섹터를 갖는 셀에서 사용될 수 있다.

본 발명은 섹터화된 셀룰러 환경에서 단일 전송 파워의 함수로서, SNR을 추가로 결정한다. 섹터화의 일 방법에서, 셀의 서로 다른 섹터들 각각은 섹터들 각각에서 전송을 위해 전체 또는 거의 전체 전송 자원(예를 들어, 주파수 대역)을 사용할 수 있다. 각 섹터로부터 전송된 총 파워는 통상적으로, 고정 또는 알려져 있지만, 서로 다른 WT들은 서로 다른 파워를 갖는 신호를 수신할 수 있다. 섹터들 사이의 격리가 불완전하기 때문에, 하나의 섹터상에서 전송되는 신호들은 다른 섹터들에 대한 노이즈(간섭)가 될 수 있다. 또한, 섹터들 각각이 주어진 자유도(예를 들어, 시간 슬롯) 상에서 동일 또는 거의 동일 신호 파워를 전송하도록(또는 서로 다른 섹터들을 가로질러 고정된 비율로 신호 파워를 전송하도록) 규제되는 경우, 주어진 섹터의 WT에 대한 다른 섹터들로부터의 간섭은 신호-의존 노이즈 또는 자체-노이즈의 특성을 갖는다. 이는 특히, 다른 섹터들로부터의 간섭이 주어진 자유도, 예를 들어, OFDM 다중 액세스 시스템의 톤들상에서 동일한 또는 비례하는 파워를 전송하도록 서로 다른 섹터들이 규제되는 경우의 실시예에서 발생하는 신호 파워로 스케일링될 때의 그러하다.

본 발명에 따라서, 서로 다른 사전결정된, 그리고, 알려진 강도 레벨들에서 규칙적 파일럿들이 기지국으로부터 무선 단말기들로 전송되어 BS에 의해 WT로 향하는 신호의 파워에 대한 WT에서의 총 노이즈의 의존성을 특성화한다. 서로 다른 섹터는 동일한 시간에 동일 톤상에서 적어도 일부 파일럿들을 전송하도록 제어될 수 있으며, 빈번히 그러하다. 서로 다른 섹터

터들은 섹터를 각각의 톤상에서 전송되는 파일럿 신호들에 대해 서로 다른 사전결정된 전송 파워 레벨들을 사용하도록 제어된다. 예를 들어, 시간 T1의 톤 1상에서 제1 섹터는 제1 파워 레벨로 파일럿 신호를 전송하도록 제어되고, 인접 섹터는 동일한 시간 T1에 제1 파워 레벨과는 다른 제2 파워 레벨로 톤 1상에서 파일럿 신호를 전송하도록 제어된다.

본 발명의 일 실시예에 따라서, '셀 널 파일럿들'이 BS에 의해 그 WT로 전송되는 신호의 파워에 대한 WT에서의 총 노이즈의 의존성을 특성화하기 위해 규칙적 파일럿들과 연계하여 사용된다. 셀 널 파일럿들은 셀의 섹터들 중 어떠한 것도 어떠한 파워도 전송하지 않는 다운링크 자원들(자유도)이다. 이들 자유도상에서 측정된 노이즈는 WT에서의 신호-의존 노이즈의 추정을 제공한다. 규칙적 파일럿들(또는 단순히 파일럿들)은 셀의 각 섹터가 고정된 또는 사전결정된 파워들을 사용하여 알려진 심볼들을 전송하는 자원들(자유도들)이다. 따라서, 파일럿들상에서 측정된 노이즈는 섹터간 간섭을 포함하며, 신호-의존 노이즈를 포함하는 총 노이즈의 추정을 제공한다.

본 발명의 일 특징은 '섹터 널 파일럿'의 개념에 관한 것이다. 섹터 널 파일럿들은 예를 들어, WT가 두 섹터들의 경계에 있고, 섹터들 사이의 스케줄링이 조절되어 경계에서의 WT가 다른 섹터로부터 어떠한 간섭도 받지 않을 때, WT에서의 노이즈를 추정하기 위해 섹터화된 셀룰러 무선 시스템에 사용될 수 있다. 섹터 널 파일럿은 셀내의 일 섹터가 어떠한 신호에너지도 전송하지 않고, 나머지 또는 접경 섹터가 규칙적, 예를 들어, 비제로 파일럿들을 전송하는 다운링크 자원들일 수 있다.

보다 일반적으로, 셀의 섹터들의 서브세트가 다운링크 자원들상에서 어떠한 신호도 전송하지 않고, 나머지 섹터들이 규칙적 파일럿들을 전송하는 경우와 같이 섹터 널 파일럿들의 다른 유형들이 규정될 수 있다. 또한, 보다 일반적으로, 섹터들 사이의 조절된 스케일링은 WT가 다른 섹터들로부터 수신하는 간섭을 감소시키기 위해 BS가 일부 섹터들상의 전송 파워를 감소(그러나, 제거할 필요는 없음)시키도록 이루어질 수 있다. 일부 경우들에서, 데이터는 인접한 섹터의 톤상에서 파일럿 신호를 전송하는 섹터로 데이터가 전송된다.

다양한 규칙적 강도 파일럿들 및/또는 다양한 널 파일럿 유형들의 도움으로, WT는 다양한 조건들하에서 그 WT로 전송되는 신호의 파워의 함수로서 수신기에서의 노이즈를 추정할 수 있다. 또한, 본 발명은 옴니 셀 및 섹터화된 셀 환경들 양자 모두에서 서로 다른 WT들로의 전송을 위해 사용되는 파워를 BS가 결정할 수 있게 하기 위해, WT로부터 BS로 정보를 통신하는 것 그 자체 고려한다. 종래 기술과는 달리, 채널 품질 정보는 단일 스칼라 값이 아니며, 배경 노이즈에 부가하여, 자체 노이즈 및/또는 섹터간 노이즈의 영향을 반영하기 위해 사용될 수 있는 둘 이상의 값들을 포함한다.

OFDM 기반 셀룰러 무선 시스템을 위한 본 발명의 실시예에서, 파일럿은 고정된 또는 사전결정된 파워에서 지정된 톤들(그리고, 지정된 심볼 시간들)상에서 기지국에 의해 전송되는 알려진 심볼들을 포함하며, 널 파일럿들은 통상적으로, 빈채널에 있는, 즉, 제로 전송 파워를 가지는 톤들이다.

여기서 "옴니 셀"이라 언급되는, 옴니-지향성 안테나 전개에서 사용되는 일 실시예에서, WT는 파일럿의 전송 파워에 의존하는 노이즈를 포함하는, 모든 노이즈/간섭 소스들을 포함하는 파일럿 톤들상에서 SNR을 측정한다. 부가적으로, WT는 또한 셀 널 파일럿 톤(들)을 사용하여 노이즈를 측정한다. 이 노이즈 측정과 함께 수신된 파일럿 파워의 비율을 취함으로써 신호 독립 노이즈/간섭에 제한되는 SNR을 제공한다. WT는 이들 두 SNR 값들을 또는 통계치들의 어떤 등가의 조합을 BS로 역 전송한다.

지향성 섹터 안테나들을 갖는 섹터화된 전개에 있어서, 단일 셀은 다수의 섹터들로 분할되며, 그 일부 또는 모두는 1의 주파수 재사용에 대응하도록 동일 주파수 대역(자유도)을 공유할 수 있다. 이 상황에서, 셀 널 파일럿들 외에, 본 발명은 모든 섹터들이 아닌, 섹터들의 서브세트에 존재하는 섹터 널 파일럿들의 사용을 설명하며, 또한, 일 섹터내의 널 파일럿 톤이 다른 섹터들 중 일부 또는 모두의 파일럿 톤과 시간/주파수 동기화되도록 파일럿 톤들의 패턴을 제공한다. 이는 WT가 섹터들의 서로 다른 조합들로부터의 간섭을 포함하는 둘 이상의 신호 대 노이즈 비를 측정할 수 있게 한다. 역방향 링크상에서, WT는 기지국의 전송 파워의 함수로서 WT에서 이들 수신된 SNR 레벨들의 추정을 BS가 수행할 수 있게 하는 SNR-관련 통계치의 세트를 보고한다. BS는 보고된 채널 품질 값들을 WT에서 원하는 SNR을 달성하기 위한 전송을 위한 파워 레벨을 결정하기 위해 보고된 채널 품질 값들을 사용한다.

본 발명에 따라, 무선 단말기는 서로 다른 제1 및 제2 사전선택된, 따라서, 알려진, 파워 레벨들에서 전송되는 적어도 두 개의 서로 다른 수신된 파일럿 신호들의 추정을 수행한다. 두 개의 파워 레벨은 비록, 다른 파워 레벨 조합들도 가능하지만, 예를 들어, 고정된 비-제로 파워 레벨 및 제로의 전송 파워 레벨일 수 있으며, 파워 레벨이 제로 파워 레벨이 되는데는 어떠한 필수적인 요구조건도 없다. 제1 수신된 파일럿 신호의 측정으로부터 얻어진 값은 제1 채널 품질 지시자 값을 발생시키기 위해 제1 함수에 의해 처리된다. 제2 수신된 파일럿 신호의 측정으로부터 얻어진 제2 측정된 신호 값은 제1 함수와 다른 제2 함수에 의해 처리되어 제2 채널 품질 지시자 값을 발생시킨다. 제1 및 제2 채널 품질 지시자 값들은 무선 단말기

로부터 기지국으로 전송된다. 일부 실시예들에서, 이들은 단일 메시지내에서 전송되고, 다른 실시예들에서, 이들은 별도의 메시지들내에서 전송된다. 채널 품질 지시자 값들은 예를 들어, 양자 모두 SNR 값들, 양자 모두 파워 값들일 수 있거나, 하나는 SNR 값이 되고, 하나는 파워값이될 수 있다. 다른 유형의 값들이 또한 예시된 SNR 및 파워 값들과 함께 채널 품질 지시자 값들로서 사용될 수도 있다.

일부 실시예들에서, WT는 섹터 경계에 대한 그 위치를 결정하고, 이 위치 정보를 기지국에 보고한다. 위치 정보는 기지국에 보고된다. 보고된 위치 정보는 일반적으로, 두 개의 채널 품질 지시자 값들에 부가되고, 때때로 별도의 메시지로서 전송된다. 그러나, 일부 경우들에서, 위치 정보는 두 개의 채널 품질 지시자 값들과 동일한 메시지내에서 전송된다.

본 발명의 방법 및 장치의 다양한 부가적 특징들, 이득들 및 실시예들이 하기의 상세한 설명에 기술되어 있다.

#### 도면의 간단한 설명

도 1은 본 발명을 설명하기 위해 사용되는 전송기 및 수신기를 도시하는 개략도.

도 2는 예시적 무선 셀룰러 시스템을 도시하는 도면.

도 3은 본 발명을 설명하기 위해 사용되는, 전송 신호 파워에 노이즈가 의존하는 예를 도시하는 도면.

도 4는 본 발명을 설명하기 위해 사용되는, 수신된 파워 대 총 노이즈를 도시하는 예시적인 노이즈 특성 라인의 실시예를 도시하는 도면.

도 5는 데이터 톤들, 비-제로 파일럿 톤들 및 널 파일럿 톤을 예시하는 본 발명의 예시적 실시예에 대응하는 파워 대 주파수의 그래프.

도 6은 신호 의존성 및 신호 독립 노이즈를 포함하는 무선 단말기 수신 SNR인 SNR1 및 비신호 의존 노이즈를 포함하는 무선 단말기 수신 SNR인 SNR0 사이의 관계를 노이즈가 신호 독립적인 경우, 신호 의존 노이즈가 신호와 같은 경우 및 신호 의존 노이즈가 신호 보다 작은 경우의 3개 경우에 대하여 예시하는 그래프.

도 7은 본 발명에 따른 셀 널 파일럿 톤들, 섹터 널 파일럿 톤들 및 비-제로 파일럿 톤들을 예시하는 본 발명의 3개 섹터 OFDM 실시예를 위한 예시적 시그널링을 도시하는 도면.

도 8은 본 발명에 따른 비-제로 파일럿들, 섹터 널 파일럿, 셀 널 파일럿들의 톤 호핑의 예를 예시하는 도면.

도 9는 본 발명의 섹터 경계 정보 양태들에 관한 본 발명의 설명을 위해 사용되는 제3 섹터 실시예의 예시적 무선 단말기를 위한 3개 상황들을 예시하는 도면.

도 10은 본 발명에 따른 3 이상의 섹터들을 포함하는 셀들을 갖는 경우에 대하여 반복되는 3개 섹터 유형들을 사용하는 체계를 예시하는 도면.

도 11은 본 발명을 구현하는 예시적 통신 시스템들을 예시하는 도면.

도 12는 본 발명에 따라 구현된 예시적 기지국을 예시하는 도면.

도 13은 본 발명에 따라 구현된 예시적 무선 단말기를 예시하는 도면.

도 14는 본 발명에 따른 동기된 방식의 셀의 다수의 섹터들에서 파일럿 톤을 전송하기 위한 단계를 예시하는 도면.

도 15 내지 도 17은 본 발명에 따른 파일럿 신호 전송 파워 정보와 함께 예시적 파일럿 톤 전송들을 예시하는 도면.

도 18은 본 발명에 따른 단일 심볼 전송 주기 동안 10개의 서로 다른 톤들상의 전송을 예시하는 차트를 예기하는 도면.

도 19는 본 발명의 방법을 구현하는 예시적 무선 단말기의 동작을 예시하는 플로우차트.

도 20은 본 발명의 방법을 구현하는 예시적 기지국의 동작을 예시하는 플로우차트.

#### 실시예

본 발명의 방법 및 장치는 하나 이상의 다중 섹터 셀을 사용하는 무선 통신 시스템에 사용하기에 매우 적합하다. 도 11은 단일 셀(1104)이 도시되어 있는 예시적 시스템(1100)을 예시하고 있지만, 시스템은 다수의 이런 셀(1104)을 포함할 수 있으며, 빈번히 그러하다는 것을 이해하여야 한다. 각 셀(1104)은 복수의 N 섹터들로 분할되며, N은 1 보다 큰 양의 정수이다. 시스템(1100)은 각 셀(1104)이 3 섹터들, 즉, 제1 섹터 S0(1106), 제2 섹터 S1(1108) 및 제3 섹터 S2(1110)로 세분되는 경우를 예시한다. 셀(1104)은 S0/S1 섹터 경계(1150), S1/S2 섹터 경계(1152) 및 S2/S0 섹터 경계(1154)를 포함한다. 섹터 경계들은 다수의 섹터, 예를 들어, 인접 섹터로부터의 신호가 거의 동일한 레벨로 수신되어, 위치되어 있는 섹터 및 인접 섹터로부터의 전송들 사이를 수신기가 구별하기 어렵게 하는 경계이다. 셀(1104)에서, 다수의 엔드 노드들(EN들), 예를 들어, 모바일 노드들 같은 무선 단말기들(WT들)은 기지국(BS)(1102)과 통신한다. 두 개의 섹터들(N=2), 그리고, 3개 이상의 섹터들(N>3)을 갖는 셀들도 가능하다. 섹터 S0(1106)에서, 복수의 엔드 노드들(EN(1)(1116), EN(X)(1118))은 각각 무선 링크들(1117, 1119)을 경유하여 기지국 1(1102)에 결합된다. 섹터 S1(1108)에서, 복수의 엔드 노드들(EN(1')(1120), EN(X')(1122))이 각각 무선 링크들(1121, 1123)을 경유하여 기지국 1(1102)에 결합된다. 섹터 S2(1110)에서, 복수의 엔드 노드들(EN(1'')(1124), EN(X'')(1126))이 각각 무선 링크들(1125, 1127)을 경유하여 기지국 1(1102)에 결합된다. 본 발명에 따라서, 기지국(1102)은 EN들(1116, 1118, 1120, 1122, 1124, 1126)에 다수의 파워 레벨들로 파일럿 신호들을 전송하며, 3개 섹터들 사이의 다양한 사전결정된 그리고, 알려진 레벨의 파일럿 신호들 전송의 동기화가 존재한다. 본 발명에 따라서, 엔드 노드들, 예를 들어, EN(1)(1116)은 피드백 정보, 예를 들어, 채널 품질 지시자 값을 기지국(1102)에 보고하여, 기지국(1102)이 기지국 전송 신호 파워의 함수로서 무선 단말기 수신 SNR을 결정할 수 있게 한다. 기지국(1102)은 네트워크 링크(1114)를 경유하여 네트워크 노드(1112)에 결합된다. 네트워크 노드(1112)는 다른 네트워크 노드들, 예를 들어, 중간 노드들, 다른 기지국, AAA 노드들, 홈 에이전트 노드들 등 및 네트워크 링크(1129)를 경유하여 인터넷에 결합된다. 네트워크 노드(1112)는 인터페이스 외부 셀(1104)을 제공하여서, 셀내에서 동작하는 EN들은 셀(1104) 외부의 피어 노드들과 통신할 수 있다. 셀(1104)내의 EN들은 셀(1104)의 섹터들(1106, 1108, 1110)내에서 이동할 수 있거나, 다른 기지국에 대응하는 다른 셀로 이동할 수 있다. 네트워크 링크(1114, 1129)는 예를 들어, 광섬유 케이블들일 수 있다.

도 12는 본 발명에 따라 구현된 예시적 기지국(BS)(1200)을 예시한다. 기지국(1200)은 도 11의 예시적 통신 시스템에 도시된 기지국(1102)의 보다 상세한 표현이다. 기지국(1200)은 수신기(1202) 및 전송기(1204)에 각각 결합된 섹터화된 안테나(1203, 1205)를 포함한다. 수신기(1202)는 디코더(1212)를 포함하고, 전송기(1204)는 인코더(1214)를 포함한다. 기지국(1200)은 또한 I/O 인터페이스(1208), 프로세서, 예를 들어, CPU(1206) 및 메모리(1210)를 포함한다. 전송기(1204)는 섹터화된 전송 안테나(1205)를 경유하여 동기화된 방식으로 다수의 섹터들에 파일럿 신호들을 전송하기 위해 사용된다. 수신기(1202), 전송기(1204), 프로세서(1206), I/O 인터페이스(1208) 및 메모리(1210)는 버스(1209)를 경유하여 함께 결합하며, 이 버스를 거쳐 다양한 요소들이 데이터 및 정보를 상호교환할 수 있다. I/O 인터페이스(1208)는 기지국(1200)을 인터넷 및 기타 네트워크 노드들에 결합한다.

메모리(1210)는 루틴들(1218) 및 데이터/정보(1220)를 포함한다. 루틴들(1218)은 프로세서(1206)에 의한 실행시, 기지국(1200)이 본 발명에 따라 동작하게 한다. 루틴들(1218)은 통신 루틴(1222), 수신 신호 처리 루틴(1260) 및 기지국 제어 루틴들(1224)을 포함한다. 수신 신호 처리 루틴(1260)은 수신된 신호, WT 보고 메시지들로부터 채널 품질 지시자 값들을 추출하는 채널 품질 지시자 값 추출 모듈(1262) 및 수신된 메시지들로부터 예를 들어, WT 위치 정보를 추출하기 위한 위치 정보 추출 모듈(1264)을 포함한다. 일부 실시예들에서, 위치 정보는 섹터 경계에 대한 WT의 위치를 나타낸다. 추출된 채널 품질 지시자 값들, 예를 들어, SNR 또는 파워 값들은 WT에 전송된 신호들을 위한 전송 파워 연산시 사용하기 위해 전송 파워 연산 루틴(1226)에 제공된다. 기지국 제어 루틴들(1224)은 스케줄러 모듈(1225), 전송 파워 연산 루틴(1226) 및 파일럿 신호 발생 및 전송 제어 루틴을 포함하는 시그널링 루틴들(1228)을 포함한다.

데이터/정보(1220)는 데이터(1232), 파일럿 호핑 시퀀스 정보(1234) 및 무선 단말기 데이터/정보(1240)를 포함한다. 데이터(1232)는 수신기의 디코더(1212)로부터의 데이터, 전송기의 인코더(1214)에 전송된 데이터, 중간 처리 단계들의 결과들 등을 포함할 수 있다. 파일럿 호핑 시퀀스 정보(1234)는 파워 레벨 정보(1236) 및 톤 정보(1238)를 포함한다. 파워 레벨 정보는 본 발명에 따른 파일럿 톤 호핑 시퀀스내에 다양한 강도 파일럿을 발생시키기 위해 서로 다른 톤들에 인가되게 되는 서로 다른 파워 레벨들을 규정한다. 이들 파일럿 값들은 예를 들어, BS(1200)에 의해 서비스되는 셀내의 WT들 및 BS(1200)에 알려져 있으며, 전송 이전에 예를 들어, 사전 선택된 고정된 값들을 설정된다. 톤 정보(1238)는 각 단말기 ID(1246)에 대한 각 섹터에 대해 파일럿 톤 호핑 시퀀스내에서, 어느 톤들이 지정 강도 레벨의 파일럿 톤들로서 사용되어야 하는지, 어느 톤들이 섹터 널 톤들이 되어야 하는지 및 어느 톤이 셀 널 톤들이 되어야 하는지를 규정하는 정보를 포함



한다. 무선 단말기 데이터/정보(1240)는 셀내에서 동작하는 각 무선 단말기를 위한 데이터의 집합, WT 1 정보(1242), WT N 정보(1254)를 포함한다. 정보의 각 세트, 예를 들어, WT 1 정보(1242)는 데이터(1244), 단말기 ID(1246), 섹터 ID(1248), 채널 품질 지시자 값들(1250) 및 섹터 경계 위치 정보(1252)를 포함한다. 데이터(1244)는 WT 1로부터 수신된 사용자 데이터를 포함하고, 사용자 데이터는 WT1과 통신하는 피어 노드로 전송된다. 단말기 ID(1246)는 WT1에 할당된 기지국 할당 신분이며, 사전결정된 시간에 다양한 강도 파일럿 신호들을 포함하는 지정 파일럿 톤 호핑 시퀀스는 각 특정 단말기 ID(1246)에 대응하는 기지국에 의해 발생된다.

섹터 ID(1248)는 3개 섹터들(S0, S1, S2,) 중 WT1이 동작하고 있는 하나를 식별한다. 채널 품질 지시자 값들(1250)은 WT1에 의해 기지국으로 전달된 정보를 채널 품질 보고 메시지들내에 포함하며, 이는 기지국이 기지국 전송 신호 파워의 함수로서 예상 수신 WT1 SNR 레벨을 산출하기 위해 사용할 수 있다. 채널 품질 지시자 값들(1250)은 본 발명에 따라, 기지국에 의해 전송된 다양한 강도 파일럿 신호들상에서 WT1에 의해 수행된 측정으로부터 WT1에 의해 유도된다. 섹터 경계 위치 정보(1252)는 WT1가 높은 수준의 간섭을 받는 섹터 경계 부근에 존재하는 것으로 검출되었는지 여부를 나타내는 정보, WT1가 어느 섹터 경계에 근접 위치되어 있는지를 식별하는 정보를 포함한다. 이 정보는 WT1에 의해 전송된 위치 피드백 정보로부터 획득 또는 유도되고, BS에 의해 수신된다. 채널 품질 지시자 값들(1250) 및 섹터 경계 위치 정보(1252)는 WT1로부터 기지국(1200)으로의 채널 품질 피드백 정보를 나타내며, 기지국(1200)과 WT1 사이에 약 하나 이상의 다운링크 채널들에 대한 정보를 제공한다.

통신 루틴들(1222)은 다양한 통신 동작들을 수행하고, 다양한 통신 프로토콜들을 이행하기 위해 기지국(1200)을 제어하기 위해서 사용된다. 기지국 제어 루틴들(1224)은 기본 기지국 기능, 예를 들어, 신호 발생 및 수신, 스케줄링을 수행하고, 본 발명의 방법의 단계들을 이행하도록 기지국(1200)을 제어하기 위해 사용되며, 본 발명의 방법의 단계들은 서로 다른 전송 강도 레벨들에서의 파일럿 신호들의 발생, 무선 단말기 보고 정보의 수신, 처리 및 사용을 포함한다. 시그널링 루틴(1228)은 무선 단말기들 내외로의 신호들, 예를 들어, 데이터 톤 호핑 시퀀스들을 따르는 OFDM 신호들을 발생 및 검출하는 수신기(1204) 및 전송기(1204)를 제어한다. 파일럿 신호 발생 및 전송 제어 루틴은 각 섹터를 위한 지정 파일럿 톤 호핑 시퀀스들을 발생시키기 위해 파일럿 호핑 시퀀스 정보(1234)를 포함하는 데이터/정보(1220)를 사용한다. 지정 시간으로 각 섹터내의 각 파일럿을 위한 지정 파일럿 톤들을 수신하도록 선택된 지정 톤들 및 파워 레벨 정보(1236)에 포함되어 있는 파일럿 톤들의 레벨들은 파일럿 신호 발생 및 전송 제어 루틴(1230)의 감독하에 조절 및 제어된다. 이 루틴(1230)은 예를 들어, 도 15 내지 도 17에 예시된 바와 같이, 파일럿 톤들의 전송을 제어한다. 서로 다른 파일럿 톤들의 전송을 책임지는 독립 처리 명령들, 예를 들어, 소프트웨어 명령들은 도 15 내지 도 17에 도시되고, 설명된 파일럿 톤 시퀀스들을 전송하도록 기지국을 제어하기 위해 함께 동작하는 별개의 수단으로서 해석될 수 있는 독립 컴포넌트들 또는 모듈들이다. 예를 들어, 전송 파워를 제어하면서 심볼 전송 시간 및/또는 전송 주파수에 관하여 셀의 섹터들 사이의 다양한 유형의 파일럿 신호들의 전송을 조절 및/또는 동기화하는 것은 다양한 레벨의 전송된 파일럿 톤들, 예를 들어, 알려진 사전결정된 고정된 레벨 파일럿 톤들, 섹터 널 파일럿 톤들 및 셀 널 파일럿 톤들을 수신하는 무선 단말기가 측정된 신호 값들로부터 채널 품질 지시자 값들(1250)을 획득, 예를 들어, 연산할 수 있게 한다. 본 발명에 따라서, 규칙(논-널) 파일럿 톤들, 섹터 널 파일럿 톤들 및 셀 널 파일럿 톤들은 정상적으로 전송되는 데이터 톤들을 통해 편칭하거나, 이들 대체할 수 있다. 스케줄링 모듈(1225)은 전송 스케줄링 및/또는 통신 자원 할당을 제어하기 위해 사용된다. 본 발명에 따른 스케줄러(1225)는 기지국 전송 신호 파워의 함수로서, 각 무선 단말기의 수신된 SNR을 나타내는 정보를 공급받을 수 있다. 채널 품질 지시자 값들(1250)로부터 유도된 이런 정보는 WT들에 채널 세그먼트들을 할당하기 위해 스케줄러에 의해 사용될 수 있다. 이는 BS(1200)가 WT에 제공되도록 선택된 특정 데이터 전송율, 코딩 체계 및/또는 변조를 위한 수신된 SNR 요구조건들을 충족시키기에 충분한 전송 파워를 갖는 채널들상에 세그먼트를 할당하게 할 수 있다.

도 13은 본 발명에 따라 구현된 예시적 무선 단말기(1300)를 예시한다. 무선 단말기(1300)는 무선 엔드 노드, 예를 들어, 모바일 노드로서 사용될 수 있다. 무선 단말기(1300)는 도 11의 예시적 통신 시스템(1100)에 도시된 EN들(1114, 1116, 1118, 1120, 1124)의 보다 상세한 표현이다. 무선 단말기(1300)는 수신기(1302), 전송기(1304), 프로세서, 예를 들어, CPU(1305) 및 버스(1310)를 경유하여 함께 결합된 메모리(1308)를 포함하며, 버스를 거쳐 요소들은 데이터 및 정보를 상호교환할 수 있다. 무선 단말기(1300)는 수신기 및 전송기 안테나들(1303, 1305)을 포함하며, 이들은 각각 수신기 및 전송기(1302, 1304)에 결합되어 있다. 수신기(1302)는 디코더(1312)를 포함하고, 전송기(1304)는 인코더(1314)를 포함한다. 프로세서(1306)는 메모리(1308)에 저장된 하나 이상의 루틴들(1320)의 제어하에, 무선 단말기(1300)는 여기에 설명된 바와 같은 본 발명의 방법에 따라 동작하게 한다. 메모리(1320)는 루틴들(1320) 및 데이터/정보(1322)를 포함한다. 루틴들(1320)은 통신 루틴(1324) 및 무선 단말기 제어 루틴(1326)을 포함한다. 무선 단말기 제어 루틴(1326)은 파일럿 신호 측정 모듈(1330), 채널 품질 지시자 값 발생 모듈(1332), 섹터 경계 위치 결정 모듈(1331) 및 채널 품질 지시자 값 전송 제어 모듈(1333)을 포함하는 시그널링 루틴(1328)을 포함한다. 데이터/정보(1322)는 사용자 데이터(1334), 예를 들어, 무선 단말기(1300)로부터 피어 노드로 전송될 정보, 사용자 정보(1336) 및 파일럿 시그널링 정보(1350)를 포함한다. 사용자 정보(1336)는 측정된 신호값 정보(1337), 품질 지시자 값 정보(1338), 섹터 경계 위치 정보(1340), 단말기 ID 정보(1342), 기지국 ID 정보 및 채널 보고 정보(1346)를 포함한다. 파일럿 시그널링 정보(1350)는 호핑 시퀀스 정보(1352),

파워 레벨 정보(1354) 및 톤 정보(1356)를 포함한다. 측정 신호값 정보(1337)는 수신된 파일럿 신호의 위상 및 진폭 중 적어도 하나의, 파일럿 신호 측정 모듈(1330)의 제어하에 수행된 측정으로부터 얻어진 측정된 신호값을 포함한다. 품질 지시자 값 정보(1338)는 채널 품질 지시자 값 발생 모듈(1332)로부터의 출력을 포함한다. 채널 품질 지시자 값 정보(1338)는 기지국에 전송시, 기지국이 전송된 신호 파워의 함수로서 WT 수신 SNR을 결정할 수 있게 한다. 섹터 경계 위치 정보(1340)는 무선 단말기가 섹터 경계 영역내에 있다는 것을 식별하는 예를 들어, 무선 단말기가 높은 섹터간 간섭 레벨을 받는다는 것을 나타내는 정보 및 두 인접 섹터 중 어느 쪽이 경계 영역 섹터인지를 나타내는 정보를 포함한다. 기지국은 전송 파워가 섹터간 간섭을 감소시키기 위해 턴 오프되어야하는 인접 섹터내의 채널들을 식별하기 위해 섹터 경계 정보를 사용할 수 있다. 채널 보고 정보(1346)는 채널 품질 지시자 값들(1338)의 부분들 또는 얻어진 품질 채널 지시자 값들(1338)을 포함하며, 또한, 섹터 경계 위치 정보(1340)를 포함할 수 있다. 채널 보고 정보(1346)는 각 품질 지시자 값을 위한 독립 메시지들로 또는 단일 메시지에 포함된 품질 지시자 값들의 그룹으로 구성될 수 있다. 메시지들은 전용 채널들상에서 사전결정된 시간으로 주기적으로 송출될 수 있다. 단말기 ID 정보(1342)는 기지국의 셀 관할 영역내에서 동작하는 동안 무선 단말기(1300)에 인가된 기지국 인가 신분을 나타낸다. 기지국 ID 정보(1344)는 기지국에 지정된 정보, 예를 들어, 호핑 시퀀스의 슬로프 값을 포함하며, 또한, 섹터 식별 정보를 포함할 수 있다.

파일럿 호핑 시퀀스 정보(1352)는 파일럿 신호들을 평가하기 위해 어떤 톤들(1356)이 어떤 시간, 예를 들어, OFDM 심볼 시간에 측정되어야하는지를 기지국 ID 정보(1344)로 주어진 기지국에 대하여 식별한다. 파일럿 신호 파워 레벨 정보(1354)는 파일럿 톤 호핑 시퀀스(1352)에 포함된 할당된 파일럿 신호 톤들상의 파일럿 신호들의 전송 레벨들을 무선 단말기들에 대하여 식별한다. 파일럿 신호 파워 레벨 정보(1354)는 섹터 및 셀 내 파일럿 톤들을 또한 식별할 수 있다.

통신 루틴들(1324)은 다양한 통신 동작들을 수행하고, 다양한 통신 프로토콜들을 이행하기 위해 무선 단말기(1300)를 제어하도록 사용된다.

무선 단말기 제어 루틴들(1326)은 본 발명의 방법에 따른 무선 단말기(1300)의 기본 기능을 제어한다. 무선 단말기 시그널링 루틴들(1328)은 수신기(1302), 전송기(1304), 신호 발생 및 수취의 제어를 포함하는 무선 단말기 시그널링의 기본 기능을 제어하며, 파일럿 신호들의 측정, 품질 지시자 값들의 발생 및 채널 품질 지시자 값들의 전송을 포함하는 본 발명의 방법에 따른 무선 단말기의 동작을 제어한다. 파일럿 신호 측정 모듈(1300)은 기지국 ID 정보(1344)에 의해 식별된 수신된 파일럿 신호들의 측정, 호핑 시퀀스 정보(1352) 및 톤 정보(1356)를 제어한다. 파일럿 신호 측정 루틴(1330)은 측정된 각 파일럿 신호에 대응하는 측정된 신호값을 발생시키도록 파일럿 신호의 위상 및 진폭 중 적어도 하나를 측정한다. 채널 품질 지시자 값 발생 모듈(1332)은 파워 추정 모듈(1361) 및 SNR 추정 모듈(1362)을 포함한다. 채널 품질 지시자 값 발생 모듈(1332)은 파일럿 신호 측정 모듈(1330)로부터 출력된 측정된 신호 값들(1337)을 사용하는, 함수들에 따른 품질 지시자 값들을 발생한다. 모듈(1332)은 제1 및 제2 함수들이 서로 다른 경우, 제1 및 제2 채널 품질 지시자 값 함수들을 위한 제1 및 제2 명령들의 세트들을 포함한다. 파워 추정 모듈(1361)은 수신된 파일럿 신호(들)에 포함된 수신된 파워를 추정하기 위해 프로세서(1306)를 제어하기 위한 소프트웨어 명령들을 포함한다. SNR 추정 모듈(1362)은 수신된 파일럿 신호(들)의 신호대 잡음비를 추정하기 위해 프로세서(1306)를 제어하기 위한 소프트웨어 명령들을 포함한다. 모듈(1331)을 결정하는 섹터 경계 위치는 수신된 신호들에 포함된 정보로부터 섹터 경계에 대한 무선 단말기(1300)의 위치를 결정한다. 섹터 경계 위치 결정 모듈(1331)은 또한 어느 인접 섹터 경계에서 무선 단말기가 보다 근접한지 및 어느 인접 섹터가 WT(1300)에 관하여 보다 높은 간섭 레벨들을 유발하는지를 또한 구별할 수 있다. 섹터 경계 위치 결정 모듈(1331)로부터 출력된 정보는 섹터 경계 위치 정보(1340)에 포함된다. 채널 품질 지시자 값 전송 제어 루틴(1333)은 기지국으로의 섹터 경계 정보 및 품질 채널 값 지시자 정보의 전송을 제어한다. 채널 품질 지시자 값 전송 제어 루틴(1333)은 메시지 발생 모듈(1335)을 포함한다. 메시지 발생 모듈(1335)은 채널 품질 지시자 값들을 통신하기 위해 사용되는 메시지들을 발생시키도록 기계 실행가능한 명령들을 사용하여 프로세서(1306)를 제어한다. 메시지 발생 모듈(1335)은 단일 메시지내에 적어도 두 개의 채널 품질 지시자 값들을 포함하거나, 단일 채널 품질 지시자 값을 갖는 메시지들을 발생시킬 수 있다. 메시지 발생 모듈(1335)은 또한 위치 정보, 예를 들어, 섹터 경계 위치 정보(1340)를 포함하는 메시지들을 발생시키거나 채널 품질 지시자 값을 포함하는 메시지내에 이런 정보를 포함시킬 수도 있다. 메시지 발생 모듈(1335)에 의해 발생된 메시지들은 채널 품질 지시자 값 전송 제어 모듈(1333)의 제어하에 전송된다. 제1 및 제2 값들에 대응하는 메시지들은 보간, 예를 들어, 전송 목적들을 위해 교번될 수 있다. 채널 품질 지시자 값 전송 제어 모듈(1333)은 채널 품질 지시자 값들을 전달하기 위한 전용의 통신 채널 세그먼트들을 사용하여 일부 실시예에서 주기적으로 메시지들을 전송한다. 모듈(1333)은 또한 WT(1300)에 의한 사용을 위해 기지국에 의해 지정된 사전선택된 전용 시간 슬롯들에 대응하도록 전송 시간들을 제어하여, 다른 무선 단말기들이 전용 시간 슬롯들을 사용하는 것을 배제할 수 있다.

도 1은 본 발명을 설명하기 위해 사용되는 전송기(101) 및 수신기(103)를 도시하는 개략도이다. 전송기(101)는 예를 들어, 기지국(1200)의 전송기(1204)일 수 있고, 수신기(103)는 예를 들어, 무선 단말기(1300)의 수신기(1302)일 수 있다. 시스템(1100) 같은 통신 시스템에서, 전송기(101)는 종종 수신기(103)로 데이터를 전송하기 위해 적절한 방법에 대한 선택들을 할 필요가 있다. 선택들은 에러 보정 코드의 코드 레이트, 변조 배열, 및 전송 파워 레벨을 포함한다. 일반적으로,

감지가능한 선택들을 수행하기 위해, 전송기(101)는 전송기(101)로부터 수신기(103)로의 통신 채널에 대한 지식을 갖고 있는 것이 바람직하다. 도 1은 순방향 링크(105)상의 수신기(103)로 데이터 트래픽(102)을 전송기(101)가 전송하는 예시적 시스템(100)을 도시한다. 수신기(103)로부터 전송기(101)로의 역방향 링크(107)상에서, 수신기(103)는 전송기(101)로 순방향 링크의 채널 상태를 보고한다. 전송기(101)는 그후 보고된 채널 상태 정보(106)를 전송을 위해 적절히 그 파라미터를 설정하도록 사용한다.

도 2는 전송기가 안테나(205)와 함께 기지국(BS)(201)내에 포함되고, 수신기가 안테나(207)와 함께 무선 단말기(WT), 예를 들어, 모바일 단말기 또는 고정 단말기에 포함되어 기지국(201)이 무선 단말기(203)에 다운링크 채널(들)(208)에 대한 정보를 통신할 수 있게 하는 예시적 무선 셀룰러 시스템(200)을 도시한다. BS(201)는 종종 파일럿 신호들(209)을 전송하며, 이들은 통상 일정한 파워로 전송되는 알려진(사전결정된) 심볼들로 구성되며, 전송 자원의 작은 부분을 통해 전송된다. WT(203)는 수신된 파일럿 신호들(209)에 기초하여 다운링크 채널 조건(213)을 측정하고, 업링크 채널(215)상에서 BS(201)에게 채널 조건들(213)을 보고한다. 채널 조건들(213)이 종종 도플러 효과 및 페이딩으로 인해 시간에 걸쳐 변하기 때문에, BS(201)는 WT(203)가 채널 조건들(213)이 시간에 따라 변할 때 채널 조건들(213)을 추적 및 보고할 수 있도록 빈번히 또는 심지어 지속적으로 파일럿들(209)을 전송하는 것이 바람직하다는 것을 주의하여야 한다. WT(203)는 파일럿 신호들(209)상에 노이즈 및 간섭과 수신된 신호 강도에 기초하여 다운링크 채널 조건들(213)을 평가할 수 있다. 노이즈와 간섭의 조합은 이후, "노이즈/간섭" 또는 때때로 단지 "노이즈"라 지칭된다. 종래 기술의 기술들에서, 이 유형의 정보는 일반적으로 신호-대-잡음비(SNR)와 같은 단일 스칼라 비율 또는 등가의 메트릭의 형태로 보고된다. 노이즈/간섭이 전송된 신호에 의존하지 않는 경우에, 이런 단일 스칼라 척도는 일반적으로 수신된 SNR이 신호 전송 파워와 함께 변하는 방식을 예측하기 위해서 BS(201)에 요구되는 전부이다. 이런 경우에, BS(201)는 단일 수신된 값으로부터 전송을 위해 선택하는, 변조 및 코딩을 위한 정확한(최소) 전송 파워를 결정할 수 있다. 불행히, 다중 섹터의 경우에, 전송된 신호들로부터 초래되는 노이즈는 서로 다른 전송 파워 레벨들에 대한 정확한 SNR 예측들을 위해 단일 스칼라 값이 불충분해지게 하는 현저한 신호 콤포넌트일 수 있다.

특히, 본 발명의 다중 섹터 시스템(1100) 같은 셀룰러 무선 시스템들에서, 다수의 통신 상황들에서, 노이즈는 신호 전송 파워에 독립적이지 않으며, 그에 의존한다. 일반적으로 "자체-노이즈"라 지칭되는 노이즈의 콤포넌트가 존재하며, 이는 신호의 파워에 비례 또는 대략 비례한다. 도 3은 노이즈가 신호 전송 파워에 의존하는 예를 도시한다. 도 3에서, 그래프(300)는 수직축(317)상의 관련 신호의 수신된 파워 대 수평축(303)상의 총 노이즈를 도시한다. 신호 독립 부분(307)과 신호 의존 부분(309)의 합인 선 305로 표시된 총 노이즈는 수신된 신호 파워(317)에 대하여 그려져 있다. 자체-노이즈에 대한 다수의 이유들이 존재할 수 있다. 자체 노이즈의 예는 수신된 신호와 간섭하는 비균등 신호 에너지이다. 이 노이즈는 신호 강도에 비례한다. 비균등 신호 에너지는 채널 추정의 에러 또는 이퀄라이저 계수들의 에러 또는 다수의 다른 이유들로부터 초래할 수 있다. 자체-노이즈가 신호 독립 노이즈에 비견할 만 하거나 그 보다 큰 경우의 상황에서, 단일 스칼라 다운링크 SNR 값(파일럿상에서 측정될 수 있음)은 BS(1200)가 신호 전송 파워의 함수로서 WT(1300)에서 수신된 SNR을 정확하게 예측하기 위해 더 이상 적절하지 못하다.

본 발명은 각 WT(1300)가 신호 의존 노이즈(309)의 존재시 신호 전송 파워의 함수로서 그 다운링크 수신 SNR을 예측하고, 이 정보를 BS(1200)에 통신할 수 있게 하는 장치 및 방법을 제공한다. 이는 WT들(1300)이 WT들 각각에서 필요한 각 SNR들에 의존하는 서로 다른(최소) 신호 파워들에서 서로 다른 WT들로 전송할 수 있게 한다. BS(1200)에 의해 전송된 총 파워는 통상적으로 알려져 있거나 고정되어 있지만, 서로 다른 WT들(1300)에 할당된 비율은 서로 다르고, 시간에 걸쳐 변할 수 있다. WT 수신기(1302)에서, 수신된 신호 파워(317)의 함수로서의 총 노이즈(303)의 의존성은 도 3에 도시된 바와 같이 본 출원에서 "노이즈 특성 라인"이라 지칭되는 직선 305에 의해 모델링될 수 있다. 노이즈 특성 라인 305가 일반적으로 원점을 통과하지 않기 때문에, 단일 스칼라 파라미터는 이 라인(305)을 특성화하기에 충분하지 않다. 적어도 두 개의 파라미터들, 예를 들어, 두 채널 품질 지시자 값들이 이 라인(305)을 결정하기 위해 필요하다. 이 라인을 결정하는 간단한 방법은 임의의 두 개의 별개의 지점이 고유하게 직선을 결정하기 때문에, 그 위의 두 개의 별개의 지점들, 예를 들어, 지점들 311 및 315의 위치를 식별하는 것이다. 실용적인 문제로서, 지점들은 제한된 정확도로 결정될 수 있으며, 그래서, 라인이 결정되는 정확도는 지점들이 서로 보다 근접한 경우 보다 멀리 떨어져 선택되는 경우가 보다 양호하다.

기지국(1200)은 다운링크상에서 파일럿 신호들을 전송한다. 본 발명에 따라, 서로 다른 강도 레벨들의 파일럿 신호들을 전송함으로써, 모션 단말기를 위한 노이즈 특성 라인이 결정될 수 있다. 일반적으로, 제1 파일럿 신호는 제1 지점을 획득하도록 제1 파워 레벨로 전송되고, 제1 파워 레벨과는 다른, 제2 파워 레벨의 제2 파일럿 신호는 제2 데이터 지점을 획득하도록 전송된다. 제1 및 제2 파일럿들은 각 파일럿 신호를 위해 서로 다른 톤들이 사용되는 경우, 동시에 전송될 수 있다.

도 3에 관하여, 제1 파일럿 신호는 수신된 파일럿 파워 레벨(317)과 대응 총 노이즈 레벨(319)을 식별하는 라인 305상의 제1 지점(315)을 생성하도록 측정 및 처리된다. 본 발명의 실시예에 따라서, BS(1200)는 비-제로 파일럿들에 추가하여 다운링크상에서 "널 파일럿" 신호들을 전송한다. 널 파일럿들은 BS(1200)가 어떠한 신호 파워도 전송하지 않는 경우, 예

를 들어, 제로 파워를 가지는 파일럿 신호를 전송하는 경우, 전송 자원들(자유도들)로 구성된다. 제2 파일럿 신호, 널 파일럿 신호는 라인 305상에 지점 311을 초래하며, 신호 독립 노이즈(307)와 등가인 널 파일럿 노이즈 레벨(313)을 식별한다. 파일럿들 및 널 파일럿들 양자 모두상에서 측정된 노이즈에 기초하여, WT(1300)는 두 개의 서로 다른 신호 파워들, 예를 들어, 0 파워 및 수신된 파일럿 파워(317)에서 두 개의 서로 다른 노이즈 추정들(313, 315)을 획득한다. 이들 두 지점들(311, 315)로부터, WT(1300)는 도 3의 전체 노이즈 특성 라인(305)을 결정할 수 있다. WT(1300)는 그후 또한 이 라인(305)의 파라미터들(예를 들어, 구배(slope), 인터셉트 또는 정보의 임의의 다른 등가의 세트)을 BS(1200)에 통신하여 BS(1200)가 다수의 채널 품질 값들을 보고한 WT(1300)로의 전송시 주어진 전송 신호 파워를 위해 수신된 SNR을 결정할 수 있게 한다. 널 파일럿들은 0 신호 파워 및 다른 파일럿들을 가지기 때문에, 다른 한편, 일반적으로 비교적 큰 파워로 전송되기 때문에, 도 3의 비-제로 파일럿 및 널 파일럿에 대응하는 두 개의 지점(311, 315)은 비교적 멀리 이격되어 라인(305) 특성화시 양호한 정밀도를 초래한다.

신호 노이즈 및 다양한 시그널링 문제들을 이제 추가로 설명한다. 도 4의 그래프(400)는 수직축(401)상의 관련 신호의 수신된 파워 대 수평축(403)상의 총 노이즈를 그린다. 도 4는 예시적 노이즈 특성 라인(405)의 예시를 제공한다. 본 발명에 따라서, 라인(405)을 특성화하기 위해, WT(1300)가, 라인상의 적어도 두 개의 별개의 지점들, 예를 들어, 지점 407 및 409의 측정을 수행할 수 있게하는 신호들을 BS(1200)가 전송하고, 이들 측정으로부터 얻어진, 라인(405)을 특성화하는 정보는 그후 BS(1200)로 전송된다. 예를 들어, BS(1200)는 도 4에 도시된 바와 같이, 파워들(Y1 및 Y2)로서 수신되는 두 개의 서로 다른 신호 파워들(P1, P2)을 전송할 수 있다. WT(1300)는 Y1(415) 및 Y2(419)로서 표시된 대응 수신 신호 파워들 및 X1(413) 및 X2(417)로서 표시된 대응 총 노이즈를 각각 측정한다. X1(413), X2(417), Y1(415) 및 Y2(419)로부터, 라인(405)의 구배 및 인터셉트가 고유하게 결정될 수 있다. 일 실시예에서, P1 및 P2는 알려져 있으며 고정되어 있다. 다른 실시예에서, P2는 파일럿 신호에 대응하는 파일럿 파워일 수 있으며, P1은 일부 전송 자원을 점유하지만 0 전송 파워를 가지는 널 신호를 나타내는 0가 될 수 있다. 그러나, 일반적으로, P1은 필수적으로 0이어야 할 필요는 없다. 예를 들어, P1은 P2 보다 작은 소정의 양의 수일 수 있으며, 일부 실시예들에서는 그러하다.

노이즈 특성 라인(405)이 수신된 피드백 정보로부터 BS(1200)에 의해 결정되고 나면, BS(1200)는 소정의 주어진 전송 파워(Q)에 대하여 WT 수신기(1302)에서의 SNR을 연산할 수 있다. 예를 들어, 도 4는 주어진 전송 파워(Q)에 대응하는 SNR을 결정하는 절차를 도시한다. 먼저, BS(1200)는 지점들(Y2, P2) 및 (Y1, P1) 사이에서 선형적으로 보간함으로써, 전송 파워(Q)의 대응 수신된 신호 파워 Y1(421)을 발견한다.

$$Y = Y1 + \frac{Y2 - Y1}{P2 - P1} \cdot (Q - P1)$$

전송 파워(Q)에 대응하는 대응 노이즈 파워는 지점들 (X2, P2) 및 (X1, P1) 사이를 선형 보간함으로써 주어진다.

$$X = X1 + \frac{X2 - X1}{P2 - P1} \cdot (Q - P1)$$

이때, BS 전송 파워(Q)에 대한, WT(1300)에 의해 관찰되는 SNR인 SNR(Q)는 하기와 같이 주어진다.

$$SNR(Q) = \frac{Y}{X} = \frac{Y1(P2 - P1) + (Y2 - Y1)(Q - P1)}{X1(P2 - P1) + (X2 - X1)(Q - P1)}$$

도 4에 도시된 노이즈 특성 라인(405)상의 지점 A(411)는 X420의 x-축 값과 Y421의 y-축 값을 가지며, 전송 파워 Q에 대응한다. 지점 A(411)와 원점(422)을 연결하는 선의 구배가 전송 파워(Q)가 사용되는 경우의 WT 수신기(1302)에서의 SNR인 SNR(Q)라는 것을 주의하여야 한다. 따라서, WT(1300)로부터의 보고된 통계치들로부터 발생된 노이즈 특성 라인(405)으로부터 BS(1200)는 예를 들어, WT(1300)를 위한 주어진 SNR 요구조건을 충족시키기 위해 어떠한 전송 파워가 필요한지를 결정할 수 있으며, 결정한다.

도 5는 수직축(501)상의 파워 대 수평축(503)상의 주파수를 그리는 드래프(500)를 도시한다. 도 5는 무선 셀룰러 네트워크가 직교 주파수 분할 변조(OFDM)를 사용하는 본 발명의 일 예시적 실시예에 대응한다. 본 실시예의 경우에, 주파수(505)는 31 직교 톤들로 분할되며, 서로 다른 톤들상의 전송은 채널내에 다경로 페이딩이 존재하는 경우에도 수신기에서 서로 간섭하지 않는다. 신호 전송의 최소 단위는 OFDM 심볼내의 단일 톤이며, 이는 시간 및 주파수 자원들의 조합에 대응한다.

도 5는 주어진 OFDM 심볼에서의 톤들의 파워 프로파일을 도시한다. 본 실시예에서, 파일럿(515)은 톤상의 고정된 파일럿 파워(507)에서 전송된 공지된 심볼이며, 널 파일럿(513)은 제로 전송 파워를 갖는 톤이다. 이들 파일럿 톤들(515) 및 널 파일럿 톤들(513)은 시간에 걸쳐 호핑할 수 있으며, 이는 일 OFDM 심볼로부터 다음 것으로 그들이 점유하는 위치가 변할 수 있다는 것을 의미한다. 연장된 시간 기간에 걸쳐, 파일럿 신호 전송들은 호핑 시퀀스들의 반복으로 인해 주기적이다. 네 개의 파일럿 톤들(515) 및 하나의 널 파일럿 톤(513)이 도 5에 도시되어 있다. 파일럿들(515) 및 널 파일럿들(513)의 톤 위치들은 BS(1200) 및 WT(1300) 양자 모두에게 알려져 있다. 또한, 26 데이터 톤들(511)이 대응 전송 파워 레벨(509)과 함께 도 5에 도시되어 있다. 도 5는 파일럿 톤 전송 파워 레벨(515)이 데이터 톤 전송 파워 레벨(509) 보다 현저히 높아 무선 단말기들이 파일럿 톤들을 쉽게 인식할 수 있게 하는 것을 예시한다. 일반적으로, 데이터 톤 전송 파워(509)는 도 5에 도시된 바와 같이 모든 데이터 톤에 걸쳐 동일할 필요는 없으며, 레벨(509)은 데이터 톤간에 변할 수 있다.

옴니-지향성 안테나들로 전개되는 무선 전개 상황의 경우에, 실시예는 셀 널 파일럿으로서 알려진 단일 널 파일럿을 지정한다. 도 5에 도시된 바와 같이, 파일럿 톤이 파워(P)로 전송되고, 톤 전달 데이터 트래픽이 파워 Q로 전송되는 것으로 가정한다. 파일럿을 위한 수신된 신호에서 볼 때, WT(1300)는 SNR(P)이라 지칭하는 SNR을 측정할 수 있다. 목적은 기지국(1200)에 대해 SNR(Q)의 추정을 획득할 수 있게 되는 것이며, 이는 P와 다를 수 있는 파워 Q에서의 기지국의 데이터 전송에 대응하는 무선 단말기(1300)에 의해 보여지는 SNR이다.

수신된 SNR의 지식은 중요하며, 그 이유는 지원될 수 있는 코딩 레이트들 및 변조 배열들의 조합을 결정하기 때문이다. 지정된 타겟 블록 에러 레이트(예를 들어, 단일 코드워드의 전송이 부정확할 가능성) 및 각 코딩 레이트 및 변조 배열에 대하여, 지정된 타겟 레이트(예를 들어, 1% 블록 에러 레이트) 보다 비성공적 전송의 가능성을 작아지게 하기 위해 수신된 SNR이 초과되어야만 하는 최소 SNR을 규정할 수 있다. 이 견지로부터, 원하는 코드 레이트 및 변조 배열을 위한 최소 SNR을 초과하는 SNR을 발생시키는 전송 파워(Q)에 대해 풀기 위해, BS(1200)가 정확하게 SNR(Q)을 추정할 수 있는 것이 바람직하다.

SNR(Q)과 Q 사이의 관계는 신호-의존 노이즈에 의존한다. 설명을 위해, 신호-의존 노이즈가 전송 파워에 비례하고, 도 3 및 도 4에 도시된 바와 같이, 수신된 신호 파워의 함수로서 총 노이즈의 의존성을 특성화하기 위해 노이즈 특성 라인(305, 405)을 사용하는 것으로 가정한다. 원리는 유사하게 다른 상황들로 확장될 수 있다.

$\alpha$ 가 채널 이득을 나타내면, BS가 파워 P로 전송할 때, 무선 단말기에 의한 수신 파워가  $\alpha P$ 가 된다. N이 신호-독립 노이즈를 나타내고  $\gamma P$ 가 신호-의존 노이즈를 나타내며,  $\gamma$ 는 전송 파워 P에 대한 비례 인자라 한다. 이때, 파일럿 톤들상에서 SNR을 측정할 때, WT(1300)는 하기의 SNR을 측정한다.

$$SNR1(P) = \frac{\alpha P}{N + \gamma P}$$

여기서, P는 파일럿들의 일정 전송 파워이고, WT(1300)에 의해 관찰되는 N은 신호-독립 노이즈이다. 이 'SNR1'을 단일 엔티티로서 신호-의존 간섭을 처리하는 것을 나타내는 것으로 한다.

널 파일럿을 사용함으로써, 이 널 톤상에서 BS(1200)에 의해 어떠한 파워도 전송되지 않기 때문에, WT(1300)가 신호-독립 노이즈(N)를 개별적으로 측정하는 것이 가능하다. 이 신호-독립 노이즈(N)를 BS 파일럿의 수신된 파워( $\alpha P$ )와 비교하면, 신호-의존 노이즈가 없는 SNR을 추정하는 것이 가능하다. 이 비율을  $SNR0(P) = \alpha P/N$ 으로 나타내기로 하며, 여기서, 명칭 'SNR0'은 신호-의존 노이즈가 존재하지 않는 것으로 간주한다는 것을 나타낸다. 이때, SNR1(P)과, SNR0(P)은 아래와 같이 주어진다.

$$\frac{1}{SNR1(P)} = \frac{1}{SNR0(P)} + \frac{\gamma}{\alpha}$$

표시의 단순성을 위해, 하기와 같이 정의한다.

$$SRR1 = \frac{\gamma}{\alpha}$$

도 3 및 도 4에 도시된 노이즈 특성 라인과 비교하면, SNR0(P)가 라인의 x-축 인터셉트에 대응하고, SRR1은 라인의 구배와 등가라는 것을 알 수 있다. 이때, SNR0(P) 및 SRR1의 함수로서, 하기와 같이 기재할 수 있다.

$$SNR1(P) = \frac{SNR0(P)}{SRR1 \cdot SNR0(P) + 1}$$

일 실시예에서, 측정치 SNR0(P) 및 SRR1은 WT(1300)에 의해 BS(1200)에 보고된다. 이들 보고로부터, BS(1200)는 SNR1(P)을 연산할 수 있다.

도 6의 그래프(600)는 수직축(601)상의 SNR1(P)과 수평축(603)상의 SNR0(P) 사이의 관계를 예시하며, 여기서, SNR들은 dB로 그려져 있다. 3개 곡선들은 SRR1=0, SRR1=0.5 및 SRR1=1을 각각 나타내는 선들(605, 607, 609)에 의해 나타나 있다. SRR1=0(라인 605)의 경우는 노이즈가 신호에 독립적이고, 그래서, SNR1(P) = SNR0(P)인 상황에 대응한다. SRR1=1(라인 609)의 경우는 신호-의존 노이즈가 신호와 같고, 그래서, SNR1(P)이 0dB를 초과할 수 없는 경우에 대응한다.

WT(1300)로부터 수신된 정보로부터, BS(1200)는 그후 데이터 트래픽을 위한 전송 파워(Q)의 함수로서 수신된 SNR을 연산할 수 있다. WT(1300)에 의해 수신된 SNR은 신호-의존 노이즈를 포함하며, 이는 하기의 형태를 취한다.

$$SNR1(Q) = \frac{\alpha Q}{N + \gamma Q}$$

반전시키고, 치환을 수행하면, 이하가 주어진다.

$$\frac{1}{SNR1(Q)} = \frac{N}{\alpha Q} + \frac{\gamma}{\alpha} = \frac{1}{SNR0(P)} \frac{P}{Q} + SRR1$$

$$SNR1(Q) = \frac{SNR0(P)}{SNR0(P) \cdot SRR1 + \frac{P}{Q}}$$

그러므로, WT(1300)에 의해 보고된 값들 SNR0(P) 및 SRR1의 함수로서, 소정의 전송 파워(Q)를 위해 WT(1300)에 의해 관찰되는 바와 같은 SNR을 예측하는 것이 가능하다. 이들 유도들은 널 파일럿을 사용하여, WT(1300)가 BS(1200)에 통계치를 결정 및 전송할 수 있다는 것을 예시하며, 이는 BS(1200)가 전송 파워에 비례하는 신호-의존 노이즈의 존재시 전송 파워의 함수로서 SNR을 예측할 수 있게 한다.

SNR0(P) 및 SRR1을 전송하는 대신, 본 발명의 범주내에서 BS(1200)에 WT(1300)가 전송할 수 있는 보고들의 다른 등가의 세트들이 존재한다는 것을 주의하여야 한다.

본 발명의 방법 및 장치는 특히 다중 섹터 셀에 유용하다. 무선 셀룰러 시스템에서, 기지국(1200)은 종종 도 11에 도시된 바와 같이 각 셀이 다중 섹터들로 분할되는 구성으로 전개된다. 섹터화된 환경에서, 섹터들(1106, 1108, 1110) 사이의 간섭은 수신된 SNR에 현저한 영향을 갖는다. 신호-독립 부분에 부가하여, 총 노이즈는 또한 신호-의존 부분을 포함하며, 그 각각은 동일 셀(1104)의 다른 섹터로부터의 신호 파워에 비례한다. 이 경우의 노이즈 특성들은 도 3에 보여진 것 보다 복잡하며, 그 이유는 이 섹터화된 상황에서, 총 노이즈는 하나 대신 둘 이상의 신호 의존 컴포넌트를 포함하기 때문이다. 그러나, 총 노이즈는 여전히 직선에 의해 특성화될 수 있으며, 이제 이는 보다 높은 차원의 공간에서 규정된다. 이 노이즈 특성 라인은 예를 들어, 인터셉트 및 구배들에 의해 기술될 수 있다. 인터셉트는 신호-독립 노이즈 부분의 함수이며, 각 구배는 특정 신호 파워에 관한 신호-의존 노이즈 부분의 비례성에 대응한다.

그러나, 특정 시나리오들에서, 노이즈 특성 라인의 기술은 단순화될 수 없다. 섹터들 각각에서 전송하도록 셀의 섹터 각각이 전체 또는 거의 전체 전송 자원, 예를 들어, 주파수 대역을 사용할 수 있는 예시적 섹터화 방법을 예로 든다. 각 섹터로부터 전송된 총 파워는 통상적으로 고정되거나, 알려져있지만, 다른 WT(1300)는 이의 서로 다른 부분을 수신할 수 있다. 섹터들 사이의 격리가 불완전하기 때문에, 하나의 섹터상으로 전송된 신호는 다른 섹터들에 대한 노이즈(간섭)가 된다. 또

한, 섹터들(1106, 1108, 1110) 각각이 동일한, 비례하는 또는 거의 비례하는 신호 파워를 주어진 자유도로 전송하도록 속박되는 경우, 주어진 섹터(1106, 1108, 1110)내의 WT(1300)로의 다른 섹터들로부터의 간섭은 유사 신호 의존 노이즈 또는 자체 노이즈를 나타낸다. 이는 다른 섹터들로부터의 간섭이 노이즈 특성 라인이 도 3에 도시된 것과 유사하도록 신호 파워로 스케일링되기 때문에 그러하다.

본 발명에 따라서, BS(1200)는 신호-독립 노이즈 모두로 노이즈 특성 라인의 인터셉트를 WT(1300)가 평가할 수 있게 하는 '셀 널 파일럿' 같은 신호들을 전송한다. 부가적으로, 예를 들어, 섹터들(1106, 1108, 1110) 사이의 스케줄링은 섹터들의 경계(1150, 1152, 1154)에서 WT(1300)들이 다른 섹터들로부터 어떠한 간섭도 받지 않도록 조절될 수 있다. 본 발명에 따라서, BS(1200)는 섹터들의 부분집합으로부터의 신호-의존 노이즈만을 고려하여 노이즈 특성 라인의 구배를 WT(1300)가 평가할 수 있게 하는 '섹터 널 파일럿' 같은 신호들을 전송한다. 본 발명에 따라서, WT(1300)는 그후 신호-독립 SNR 및 이들 서로 다른 구배들 또는 소정의 등가의 정보의 세트를 역방향 링크상에서 BS(1200)로 다시 보고한다.

도 7은 직교 주파수 분할 변조(OFDM)를 사용하는 섹터화된 셀룰러 무선 시스템의 경우에 본 발명의 실시예를 위한 시그널링을 도면(700)으로 도시한다. 동일 반송파 주파수가 모든 섹터들(701, 703, 705)내에 재사용되는 3개 섹터들(701, 703, 705)을 갖는 BS(1200)를 고려한다. 섹터들(701, 703, 705)에 대응하는 파일럿 파워 레벨은 각각 참조 번호들 709, 713 및 717로 표시되어 있다. 데이터 신호 파워 레벨들은 각각 제1 내지 제3 섹터들 각각을 위해 참조 번호들 711, 715, 719로 표시되어 있다. 섹터들의 나머지 번호들의 상황을 후술한다. 기지국(1200)의 3개 섹터들(1106, 1108, 1110)은 도 7에 도시된 바와 같이 S0(701), S1(703) 및 S2(705)로 표시하기로 한다. 도 7은 데이터 톤들, 예를 들어, 예시적 데이터 톤(728), 파일럿 톤들, 예를 들어, 예시적 파일럿 톤(728) 및 널 파일럿 톤들, 예를 들어, 예시적 널 파일럿 톤(721)을 3개 섹터들에 걸쳐 배치하는 예를 포함하는 주어진 OFDM 심볼(707)에서의 다운링크 전송을 위한 톤 할당을 도시한다. 섹터들 각각이 동일 주파수 대역을 공유하는 것으로 가정하기 때문에, 섹터들 사이의 대응 톤들은 서로 간섭한다. 톤들의 위치 및 순서는 단지 예를 들어 예시된 것이며, 다른 구현들에서는 변할 수 있다는 것을 주의하여야 한다.

본 발명에 따라서, 다운링크 신호는 파나 이상의 셀 널 파일럿들을 포함하며, 이는 섹터들(701, 703, 705) 각각에 의해 공유되는 널 톤들이다. 셀 널 파일럿(729)에서, 각 섹터들(701, 703, 705)내에 제로 전송 파워가 존재한다. 부가적으로, 다운링크 신호는 하나 이상의 섹터 널들(721, 723, 725)을 포함하며, 여기서, 전송 파워는 섹터들(701, 703, 705)의 서브세트에서만 제로이다. 섹터 널 파일럿과 동일한 톤에서, 그 전송 파워가 다른 섹터들내의 WT(1300)에 알려져있고 고정되어 있는 데이터 톤 또는 파일럿 톤을 가지는 것이 바람직하다. 예를 들어, 섹터 S1(702) 섹터 널 파일럿(723)은 대응 섹터 S0(701) 파일럿 톤(731) 및 대응 섹터 S2(705) 파일럿 톤(737)을 갖는다.

도 7에 도시된 일 실시예에서, 각 섹터(701, 703, 705)내에 1 섹터 널 파일럿 및 1 셀 널 파일럿과 4개 파일럿이 존재한다. 예를 들어, 섹터 S0(701)은 4개 파일럿들(731, 733, 735, 737), 하나의 섹터 널 파일럿(721) 및 하나의 셀 널 파일럿(729)을 갖는다. 이들 파일럿들은 각 섹터가 두 개의 고유 파일럿들을 갖고, 그후, 두 개의 다른 섹터들 각각과 하나의 파일럿을 공유하도록 배열된다. 예를 들어, 섹터 S0(701)은 고유 파일럿들(735, 727)을 가지며, 파일럿(731)은 섹터 S2(705)의 파일럿(737)과 톤 주파수를 공유하며, 파일럿(733)은 섹터 S1(703)과 톤 주파수를 공유한다. 부가적으로, 하나의 섹터를 위한 섹터 널 파일럿은 다른 섹터들내의 파일럿 톤들과 일치한다. 예를 들어, 섹터 S2(705)내의 널 톤(725)에 대하여, 파일럿(733, 739)은 각각 섹터들 S0(701) 및 S1(703)에서 동일 톤상에서 전송된다. 파일럿 톤들, 셀 널 톤들 및 섹터 널 톤들의 위치들은 BS(1200) 및 WT(1300) 양자 모두에 알려져 있다.

파일럿들은 그 위치들이 주파수 다이버시티 같은 다양한 이유들 때문에 시간에 걸쳐 변하거나 "호핑"한다. 도 8은 파일럿들, 셀 널 파일럿들 및 섹터 널 파일럿들의 톤 호핑의 예를 제공한다. 도 8의 그래프(800)는 수직축(801)상의 주파수 대수 평축(803)상의 시간을 그린다. 각 작은 수직 세분(805)은 톤에 대응하며, 각 작은 수평 세분(807)은 OFDM 심볼 시간에 대응한다. 각 파일럿 톤(809)은 수직 음영을 갖는 작은 박스로 표시되어 있다. 각 섹터 널 파일럿(811)은 수평선 음영을 갖는 작은 박스로 표시되어 있다. 각 셀 널 파일럿(813)은 십자 해칭 음영을 갖는 작은 박스로 표시되어 있다.

실시예에서, 파일럿 톤은 실질적으로 모듈식 선형 호핑 패턴을 따라 호핑한다. 본 발명에 따라서, 섹터 널 톤들은 동일 구배 값을 갖는 파일럿 호핑과 동일한 모듈식 선형 패턴을 따라 호핑한다. 또한, 본 발명의 일 실시예에서, 셀 널 파일럿 톤들은 또한 파일럿 호핑과 동일한 구배값을 갖는 동일 모듈식 선형 패턴을 따라 호핑한다.

일 실시예에서, 데이터 톤들은 실질적으로 변경된 모듈러 선형 호핑 패턴에 따라 호핑한다. 본 발명의 다른 실시예에서, 셀 널 파일럿들은 데이터 호핑과 동일한 변경된 모듈러 선형 패턴에 따라 호핑한다. 이 실시예에서, 셀 널 파일럿 톤이 파일럿 톤과 충돌할 때, 각 섹터들의 파일럿 톤의 전송 중 어느 하나가 중지되고, 파일럿 톤이 효과적으로 삭제되거나, 파일럿 톤의 전송이 적어도 일부 섹터들에서 지속되고, 셀 널 파일럿 톤은 효과적으로 사용불가해지는 경향이 있다.

WT(1300)가 기지국(1200)의 섹터(S0)와 형성된 링크를 가지고, S0으로부터 WT(1300)로의 채널 이득이  $\alpha$ 로 주어지는 것으로 가정한다. 유사하게, S1로부터 WT(1300)로의 채널 이득이  $\beta$ 로 주어지고, S2로부터 WT(1300)로의 채널 이득이  $\gamma$ 로 주어지는 것으로 가정한다. 마지막으로, 완전성을 위해, S0으로부터 WT로의 링크내의 신호-의존 노이즈는  $\delta$ 의 채널 이득을 가지고, 전송 파워에 비례하는 자체-노이즈를 포함하는 것으로 가정한다.

3개 섹터들상의 데이터 톤들을 위한 전송 파워가  $Q0$ ,  $Q1$  및  $Q2$ 로 각각 주어지는 것으로 가정한다. 이때, S0으로부터 WT(1300)로의 링크를 위해 수신된 SNR은 하기와 같이 주어진다.

$$SNR_{s0}(Q0, Q1, Q2) = \frac{\alpha Q0}{\delta Q0 + \beta Q1 + \gamma Q2 + N}$$

이 설명의 나머지 부분에서, 다른 섹터로 인한 간섭( $\beta Q1$  및  $\gamma Q2$ )은 동일 섹터로부터의 신호-의존 노이즈( $\delta Q0$ ) 보다 매우 크고, 그래서, 이 항의 단순성을 위해 후속 설명에서는 생략되는 것으로 가정한다.

WT(1300)는 S0으로부터 WT(1300)로의 다운링크 데이터 전송을 위한 수신된 SNR을 예측하기 위해 충분한 정보를 갖도록 기지국에 파라미터들의 세트를 제공하여야 한다. 이 정보를 얻기 위해, 널 파일럿 톤들을 사용할 수 있다. 섹터들 각각내의 전송이 0인 셀 널 파일럿을 사용하여, 신호-독립 노이즈를 측정하는 것이 가능하다. 이를 S0으로부터의 파일럿의 수신된 강도와 비교하면 하기의 SNR이 주어진다.

$$SNR0(P) = \frac{\alpha P}{N}$$

다음에, 섹터 널 파일럿 톤들은 이웃 섹터들 중 하나가 전송하지 않을 때의 상황에서 SNR을 측정하기 위해 사용될 수 있으며, 다양한 실시예들에서 그러하다. 특히, 섹터 S0에 대하여, S2내의 섹터 널 파일럿 톤에 대응하는 파일럿 톤을 고려한다. 이때, 섹터 S0내의 이 파일럿에 기초한 SNR의 측정은 이하의 값을 제공한다.

$$SNR1^{\beta}(P) = \frac{\alpha P}{\beta P + N}$$

여기서, 간섭 섹터는 S1(경로 이득  $\beta$ )이다. 유사하게, S1내의 섹터 널 톤인 파일럿 톤상의 SNR을 측정함으로써, 간섭 섹터는 섹터 S2(경로 이득  $\gamma$ )이며, 결과적인 SNR은 하기와 같이 주어진다.

$$SNR1^{\gamma}(P) = \frac{\alpha P}{\gamma P + N}$$

이 두 경우들의 노이즈 특성 라인의 구배들은 각각  $\beta/\alpha$  및  $\gamma/\alpha$ 이다.

다음에, SNR이 다른 섹터들내의 섹터 널 파일럿들에 대응하지 않는 파일럿 톤들을 사용하여 직접적으로 측정되는 경우, 이때, 이 SNR 측정은 다른 두 섹터들로부터의 간섭을 고려한다. 이 측정은 SNR2라 지칭되며, 그 이유는 두 섹터들로부터의 간섭을 포함하기 때문이다.

$$SNR2(P) = \frac{\alpha P}{\beta P + \gamma P + N}$$

이 경우의 노이즈 특성 라인의 구배는  $(\beta + \gamma)/\alpha$ 이다.

노이즈 특성 라인들의 적절한 구배 값들로서 하기의 SRR을 규정함으로써,  $SNR1^{\beta}(P)$ ,  $SNR1^{\gamma}(P)$  및  $SNR2(P)$ 를  $SNR0(P)$ 에 관련시키는 것이 가능하다.



$$SRR2 = \frac{\beta + \gamma}{\alpha}$$

$$SRR1^{\beta} = \frac{\beta}{\alpha}$$

$$SRR1^{\gamma} = \frac{\gamma}{\alpha}$$

SRR들 자체는 하기와 같이 SNR들의 항들로서 연산될 수 있다.

$$SRR2 = \frac{1}{SNR2(P)} - \frac{1}{SNR0(P)}$$

$$SRR1^{\beta} = \frac{1}{SNR1^{\beta}(P)} - \frac{1}{SNR0(P)}$$

$$SRR1^{\gamma} = \frac{1}{SNR1^{\gamma}(P)} - \frac{1}{SNR0(P)}$$

SRR2가 SRR1<sup>β</sup>와 SRR1<sup>γ</sup>의 합으로서 형성될 수 있다는 것을 주의하여야 한다.

이 때, SNR들은 SNR0(P)과 SRR들의 항들로 기재될 수 있다.

$$SNR2(P) = \frac{SNR0(P)}{1 + SRR2 \cdot SNR0(P)}$$

$$SNR1^{\gamma}(P) = \frac{SNR0(P)}{1 + SRR1^{\gamma} \cdot SNR0(P)}$$

$$SNR1^{\beta}(P) = \frac{SNR0(P)}{1 + SRR1^{\beta} \cdot SNR0(P)}$$

WT(1300)가 이들 통계치들(예를 들어, SNR0(P), SRR1<sup>β</sup>, SRR1<sup>γ</sup>, SRR2)의 충분한 세트를 기지국(1200)에 보고하는 경우, 기지국(1200)은 전송 파워들(Q0, Q1 및 Q2)에 기초하여 WT(1300)에 의해 수신된 SNR을 예측할 수 있다. 일반적으로, 파워들(Q1 및 Q2)을 갖는 섹터들(S1 및 S2)로부터의 간섭과 함께 파워(Q0)를 갖는 데이터 전송을 위한 WT(1300)에서 발견되는 SNR은 하기와 같이 전송 파워(P)를 갖는 파일럿 톤상에 이루어진 측정의 항들로서 주어진다.

$$\begin{aligned} SNR_{s0}(Q0, Q1, Q2) &= \frac{\alpha Q0}{\beta Q1 + \gamma Q2 + N} \\ &= \frac{SNR0(P)}{\left( \frac{Q1}{Q0} SRR1^{\beta} + \frac{Q2}{Q0} SRR1^{\gamma} \right) \cdot SNR0(P) + \frac{P}{Q0}} \end{aligned}$$

도 9에서, 도면 900은 섹터 S0에서의 예시적 WT를 위한 3개 상황들을 도시한다. 셀(901)은 3개 섹터들 S0(903), S1(905) 및 S2(907)를 포함한다. 도 9는 WT(909)가 섹터 S1(905)로부터 현저한 다운링크 간섭을 받는 경우의 섹터 S1(905) 부근의 WT(909)를 도시한다. 3개 섹터들 S0(923), S1(929) 및 S2(927)를 포함하는 셀(921)은 섹터 경계들로부터 떨어진 섹터 S0(923)의 중심에서 WT(929)를 도시한다. 3개 섹터들 S0(943), S1(945) 및 S2(947)를 갖는 셀(941)은 WT(949)가 섹터 S2(947)로부터 현저한 다운링크 간섭을 받는 섹터 S2(941)와의 경계 부근의 WT(949)를 도시한다.

본 발명의 실시예에서, 이들 3개 상황들 각각에 대해, WT는 역방향 링크, 예를 들어, 업링크상에서 전달되는 정보의 양을 감소시키기 위해, BS(1200)에 측정된 통계치의 서브세트를 전송한다.

셀(901)에 관하여 도 9에 도시된 상황에서, 섹터 S0(903)내의 WT(909)는 섹터 S1(905)로부터 현저한 간섭을 받는다. 이때, 기지국을 위한 조절된 스케줄러(1225)는 섹터 S0(903)으로부터 WT(909)로의 전송과 간섭하는 섹터 S1(905)의 데이터 전송을 턴 오프할 수 있다. 한편, 섹터 S2(907)에서의 전송은 섹터 S0에서의 것과 동일한 또는 거의 동일한 전송 파워(Q)를 갖도록 조절된다. 이때, WT(909)에 의해 보여지는 SNR은 하기와 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} SNR_{s_0}(Q,0,Q) &= \frac{\alpha Q}{\gamma Q + N} \\ &= \frac{SNR0(P)}{SRR1^{\gamma} \cdot SNR0(P) + \frac{P}{Q}} \end{aligned}$$

이 경우, 이는 SNR0(P) 및 SRR1<sup>γ</sup>를 보고하기에 충분하다.

다음에, WT(929)가 섹터 경계 부근에 있지 않은, 셀(921)에 관하여 도 9에 도시된 상황에 대하여, WT(929)에 너무 많은 간섭을 유발하지 않고, 거의 또는 모든 섹터들상에서 전송하는 것이 가능하다. 이 경우에, 기지국 스케줄러(1225)는 동일한 파워(Q)로 3개 섹터들 각각이 데이터를 전송하여야 한다는 단순화 가정을 한다. 이때, 섹터 S0(903)으로부터의 전송을 위해 WT(929)에서 발견되는 SNR은 하기와 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} SNR_{s_0}(Q,Q,Q) &= \frac{\alpha Q}{\beta Q + \gamma Q + N} \\ &= \frac{SNR0(P)}{SRR2 \cdot SNR0(P) + \frac{P}{Q}} \end{aligned}$$

이 경우에, 이는 SNR0(P) 및 SRR2를 보고하기에 충분하다.

다음에, 셀(941)에 관하여 도 9에 도시된 상황에 대하여, WT(949)는 섹터 S2(947)와의 섹터 경계 부근에 위치되어 있다. WT(949)가 섹터 S2(947)로부터 현저한 간섭을 받기 때문에, 기지국(1200)을 위한 조절된 스케줄러(1225)는 섹터 S2(947)에서의 대응 데이터 전송들을 턴 오프할 수 있다. 한편, 섹터 S1(945)을 위한 전송이 섹터 S0(943)에서와 동일한 전송 파워(Q)로 스케줄링되는 것으로 가정한다. 이때, WT(949)에 의해 발견되는 SNR은 하기와 같다.

$$\begin{aligned} SNR_{s_0}(Q,Q,0) &= \frac{\alpha Q}{\beta Q + N} \\ &= \frac{SNR0(P)}{SRR1^{\beta} \cdot SNR0(P) + \frac{P}{Q}} \end{aligned}$$

이 경우에, 이는 SNR0(P) 및 SRR1<sup>β</sup>를 보고하기에 충분하다.

그러므로, BS(1200)가 이들이 동일한 값(Q) 또는 0과 같도록 전송 파워들을 규제하는 경우, 이때, 세 가지 가능한 구성들 각각에서, 단지 정보의 서브세트만이 WT(1300)로부터 BS(1200)로 전송될 필요가 있다. 특히, 일 실시예에서, 무선 단말기(1300)는 상황들(예를 들어, 도 9 셀(901), 도 9 셀(921) 및 도 9 셀(941)에 도시된 바와 같은) 중 어느 것에 WT(1300)가 현재 놓여져 있는지에 대하여 판정한다. 이 정보는 2비트 섹터 경계 지시자로서, BS(1200)으로 WT(1300)에 의해 전송될 수 있다. 섹터 경계 지시자는 섹터 경계에 대한 무선 단말기 위치 정보를 나타낸다. 제1 비트는 WT(1300)가 경계상에 놓여있는지, 그래서, 이웃 섹터에서의 전송을 턴 오프할 필요가 있는지 여부를 나타낸다. 제2 비트는 두 섹터들 중 어느 것이 보다 많은 간섭을 유발하는지를 나타낼 수 있다. 가능한 2 비트 섹터 경계 지시자들은 아래에 기술된 표 1의 제1 컬럼에 나열되어 있다. 표 1의 제2 컬럼은 노이즈 기여 정보를 나타낸다. 제3 컬럼은 대응 섹터 경계 지시자를 수신하는데 응답하여 BS(1200)에 의해 취해지는 제어 작용을 나열한다. 제4 컬럼은 보고된 두 개의 채널 품질 지시자 값들을 나열하며, 대응 보고된 섹터 경계 지시자가 동일 열에 나열되어 있다.

표 1.

섹터 경계 지시자	SNR	다른 섹터들	WT 보고들
00	$SNR_{S0}(Q,Q,Q)$	모든 섹터들상에서 전송	$SNR0(P)$ , $SRR2$
10	$SNR_{S0}(Q,0,Q)$	섹터 S2 턴 오프	$SNR0(P)$ , $SRR1^{\alpha}$
11	$SNR_{S0}(Q,Q,0)$	섹터 S1 턴 오프	$SNR0(P)$ , $SRR1^{\beta}$

이 방식으로, WT(1300)가 어떤 구성을 선호하는지를 기지국(1200)에 나타낼 수 있기 때문에, WT(1300)는 단지  $SNR0(P)$ 과 3개 SRR들 중 하나만을 보고할 필요가 있다.

임의의 수의 섹터들을 갖는 다중 섹터 셀을 이제 설명한다. 본 발명의 다른 실시예에서, 임의의 수의 섹터들이 존재하는 경우의 상황에 대하여, 섹터들은 3개 섹터 유형들로 분할되며, 이는 S0, S1, S2라 명명한다. 이 섹터 유형들로의 분류는 두 개의 인접 섹터들이 동일 유형을 갖지 않도록 하는 방식으로 이루어진다. 두 개의 비-인접 섹터들에 대하여, 간섭의 영향은 현저하지 않아지도록 충분히 작은 것으로 간주되며, 그래서, 간섭의 주된 요인은 다른 유형들의 인접 섹터들로부터의 것이다. 그러므로, 이 상황을 3 섹터 셀의 경우와 유사한 형태로 취급하는 것이 가능하며, 그 이유는 각 섹터의 간섭의 주요 요인은 두 개의 이웃하는 섹터들로부터 발생하기 때문이다.

도 10은 각각 3, 4 및 5 섹터들을 갖는 예시적 셀들(1001, 1021 및 1041)을 위한 섹터 유형들을 도시하는 도면(1000)을 포함한다. 셀(1001)은 제1 섹터 S0 유형 섹터(1003), 제1 섹터 S1 유형 섹터(1023), 제1 섹터 S1 유형 섹터(1025), 제1 섹터 S2 유형 섹터(1027) 및 제2 S2 유형 섹터(1029)를 포함한다. 셀(1041)은 제1 섹터 S0 유형 섹터(1043), 제1 섹터 S1 유형 섹터(1045), 제1 섹터 S2 유형 섹터(1047), 제2 S0 유형 섹터(1049) 및 제2 S1 유형 섹터(1051)를 포함한다. 후술된 표 2는 섹터 유형들의 목록의 순서가 섹터 주변의 순서 진행(예를 들어, 시계방향)에 대응하는, 서로 다른 수의 섹터들을 위한 평면의 예를 제공한다.

표 2.

섹터들의 수	섹터 유형들
1	S0
2	S0, S1
3	S0, S1, S2
4	S0, S1, S2, S1
5	S0, S1, S2, S0, S1
6	S0, S1, S2, S0, S1, S2
7	S0, S1, S2, S0, S1, S2, S1
8	S0, S1, S2, S0, S1, S2, S0, S1
9	S0, S1, S2, S0, S1, S2, S0, S1, S2

상기 섹터 유형 체계를 사용하여, 3개 섹터들의 경우를 위한 셀 널 파일럿들 및 섹터 널 파일럿들을 수반하는 체계를 임의의 수의 섹터들을 위해 사용할 수 있다.

OFDM 시스템에 관하여 설명하였지만, 본 발명의 방법 및 장치는 다수의 비-OFDM을 포함하는 광범위한 통신 시스템들에 적용가능하다. 부가적으로, 일부 특징들은 비-셀룰러 시스템들에 적용가능하다.

다양한 실시예들에서, 여기에 설명된 노드들은 본 발명의 하나 이상의 방법에 대응하는 단계들을 수행하기 위한 하나 이상의 모듈들, 예를 들어, 신호 처리, 메시지 발생 및/또는 전송 단계들을 사용하여 구현된다. 따라서, 일부 실시예들에서, 본 발명의 다양한 특징들은 모듈들을 사용하여 구현된다. 이런 모듈들은 소프트웨어, 하드웨어 또는 소프트웨어와 하드웨어의 조합을 사용하여 구현될 수 있다. 상술된 방법 또는 방법 단계들 중 다수는 상술된 방법들 중 모두 또는 일부들, 예를 들어, 하나 이상의 노드들을 구현하기 위해 부가적인 하드웨어를 갖거나 갖지 않는 기계, 예를 들어, 범용 목적 컴퓨터를 제어하기 위하여, 메모리 디바이스, 예를 들어, RAM, 플로피 디스크 등 같은 기계 판독가능한 매체에 포함된 소프트웨어 같은 기계 실행가능한 명령들을 사용하여 구현될 수 있다. 따라서, 무엇보다도, 본 발명은 기계, 예를 들어, 프로세서 및 연결된 하드웨어가 상술된 방법(들)의 단계들 중 하나 이상을 수행하게 하기 위한 기계 실행가능한 명령들을 포함하는 기계 판독가능한 매체에 관한 것이다.

본 기술의 숙련자들은 본 발명의 상기 설명의 견지에서, 상술된 본 발명의 방법 및 장치에 대한 다수의 부가적인 변형들을 명백히 알 것이다. 이런 변형들은 본 발명의 범주 이내에 있는 것으로 고려된다. 본 발명의 방법 및 장치는 CDMA, 직교 주파수 분할 멀티플렉싱(OFDM) 및/또는 액세스 노드들과 모바일 노드들 사이에 무선 통신 링크들을 제공하기 위해 사용될 수 있는 다양한 다른 유형들의 통신 기술들과 함께 사용될 수 있으며, 다양한 실시예들에서 그러하다. 일부 실시예들에서, 액세스 노드들은 OFDM 및/또는 CDMA를 사용하여 모바일 노드들과 통신 링크들을 형성하는 기지국들로서 구현된다. 다양한 실시예들에서, 모바일 노드들은 노트북 컴퓨터들, 퍼스널 데이터 어시스턴트들(PDA들) 또는 본 발명의 방법을 이행하기 위한 수신기/전송기 회로들 및 로직 및/또는 루틴들을 포함하는 다른 휴대용 장치들로서 구현된다.

도 14는 본 발명에 따른 동기화된 방식으로 셀의 다수의 섹터들내에서 파일럿 톤들을 전송하는 예시적 방법(1400)의 단계들을 예시한다. 방법은 스타트 노드(1402)에서 시작하고, 단계 1404로 진행하며, 여기서, 현재 심볼 시간 카운터가 예를 들어 1로 초기화된다. 심볼들은 일반적으로, 다경로 간섭 및 최소 심볼 전송 타이밍 에러들에 대하여 보호하기 위한 러던던시를 위해 추가되는 전송된 심볼의 일부의 사본인 주기성 프리픽스(cycle prefix)와 함께 하나의 심볼을 전송하기 위해 사용되는 시간인 심볼 시간과 함께 심볼 당 기반으로 예시적 시스템에서 전송된다.

동작은 단계 1404로부터 단계 1406으로 진행하고, 여기서, 전송기는 셀의 각 섹터의 사전선택된 전송 파워 레벨들을 사용하여 사전선택된 파일럿 전송 시퀀스, 예를 들어, 파일럿 톤 호핑 시퀀스에 따라 각 섹터내에서 동일 톤들을 사용하는 동기화된 방식으로 각 섹터내에서 현재 심볼 시간으로 전송되는 파일럿 심볼들을 전송하도록 제어된다. 파일럿들이 병렬로 셀의 각 섹터내에서 전송되는 동안, 톤상에서 전송된 파워 레벨은 일부 사전선택된 레벨 또는 널 톤의 경우에는 제로가 될 수 있다. 각 섹터내의 파일럿 신호들의 전송 시간들은 일반적으로 동기화되지만 섹터들 사이에 미세한 타이밍 오프셋들이 발생할 수 있다. 따라서, 각 섹터는 실제로 서로 다른 심볼 전송 시간 주기를 사용한다. 그러나, 각 섹터내의 심볼 시간들은 충분히 동기화되어 있으며, 각 섹터내의 심볼들을 전송하기 위해 사용되는 심볼 시간들에 현저한 중첩이 존재한다. 일반적으로, 현저한 시간적 중첩은 심볼 전송 시작 시간들이 적어도, 주기성 프리픽스 기간이라 종종 지칭되는 주기성 프리픽스를 전송하기 위해 사용되는 시간에 대응하는 시간의 주기내에 동기화되도록 이루어진다. 따라서, 일반적으로, 심볼 시간들에 완전한 중첩이 존재하지 않는 경우에도, 서로 다른 섹터들의 심볼 시간들에 실질적인 중첩이 존재한다.

특정 심볼 시간 동안 파일럿 톤들을 위해 어떤 톤들이 사용되는지는 파일럿 호핑 시퀀스 톤 정보(1234)를 포함하는 톤 정보(1238)로부터 결정되고, 셀의 각 섹터내의 주어진 톤상에 사용되는 파워는 파워 레벨 정보(1236)로부터 결정된다.

파일럿 톤들이 단계 1406에서 현재 심볼 시간 동안 전송되고 나면, 동작은 단계 1408로 진행하고, 여기서, 현재 심볼 시간이 1 만큼 증분된다. 그후, 단계 1410에서, 현재 심볼 시간이 최대 심볼 시간에 도달하였는지를 관찰하기 위해 점검이 이루어진다. 현재 심볼 시간이 최대 심볼 시간과 같은 경우는 1로 리셋되고, 그래서, 파일럿 호핑 시퀀스는 단계 1406에서 반복을 시작할 수 있다. 파일럿 톤들의 주기성 전송은 기지국 전송 중단 또는 소정의 다른 이벤트가 파일럿 신호 전송 프로세스가 중단되게 할 때까지 구현된 파일럿 톤 호핑 시퀀스에 따라 반복을 계속한다.

이제, 도 15 내지 도 17을 참조하면, 다양한 예시적 파일럿 톤 전송들이 파일럿 신호 전송 파워 정보와 함께 도시되어 있다.

본 발명에 따라서, 파일럿 톤들은 동시에 또는 실질적으로 동시에 셀의 다수의 섹터들에서 동일 톤들을 사용하여 전송된다. 본 발명의 다양한 실시예들에서, 심볼 전송 시간들은 셀의 다양한 섹터들에서 동기화된다. 완전한 동기화를 가정하면, 소정의 주어진 시간에 셀의 다양한 섹터들에서 전송되는 파일럿 톤들 사이에 시간에 관한 완전한 중첩이 존재한다. 불행히, 상술한 바와 같이, 정확한 동기화는 높은 주파수들에서 동작하는 안테나들 및 서로 다른 증폭기들 사이의 동기화 전송들의 복잡성에 관련한 다양한 이유 때문에 불가능할 수 있다. 그러나, 동기화된 섹터 구현들에서, 섹터들 사이에 현저한 양의 심볼 시간들의 중첩이 존재한다. 따라서, 파일럿 전송들은 적어도 각 섹터 심볼 전송 시간의 일부 동안 완전 중첩을 가지는 신호 측정을 가능하게 하도록 현저한 중첩으로 달성될 수 있다. 상술한 바와 같이, 본 발명의 동기화 실시예에서, 셀의 다양한 섹터들 사이의 심볼 전송 시작 시간들 사이의 편차는 전송된 심볼들과 함께 일반적으로 포함되는 주기성 프리픽스의 기간 보다 작다.

설명 목적상, 다중 섹터 셀의 각 섹터에서 동기화된 방식으로 동시에 전송되는 신호들, 예를 들어, 심볼들과의 완전한 동기화가 존재하는 것으로 가정한다. 그러나, 상기 설명은 이런 정확한 동기화가 일반적으로 발생하지 않으며, 본 발명의 실시를 위해 필수적이지 않다는 것을 명백하게 한다. 따라서, 각 섹터의 전송은 인접 섹터의 심볼 시간과 다소 오프셋될 수 있는 서로 다른 심볼 시간에 대응한다. 본 발명에 따라서, 파일럿 톤들이 동기화된 방식으로 톤들의 동일 세트상에서 셀의

각 섹터에서 전송되지만, 셀의 서로 다른 섹터들내의 파일럿 톤들의 파워는 배경 노이즈 및 다른 것, 예를 들어 인접 섹터(들)로부터의 노이즈 부담들을 결정하는 것을 특히 섹터내에서 용이하게 하는 서로 다른 신호 측정을 가능하게 하도록 제어된다.

다수의 서로 다른 신호 측정을 용이하게 하기 위해, 다수의 파일럿 톤들이 단일 심볼 전송 시간 동안 사용될 수 있다. 대안적으로, 서로 다른, 예를 들어, 연속적인 심볼 시간들 동안 파일럿 신호가 서로 다른 파워 레벨들을 할당받는 상태로 심볼 시간당 하나의 파일럿 신호가 사용될 수 있다. 이런 경우에, 서로 다른 심볼 시간들 동안 이루어진 파일럿 신호 측정들은 본 발명에 따른 기지국에 반환되는 두 개의 서로 다른 채널 품질 지시자 값들을 발생시키기 위해 사용될 수 있다.

도 15는 본 발명의 일 예시적 실시예에 구현된 2 섹터 파일럿 톤 전송 시퀀스를 도시하는 차트(1500)이다. 후술될 바와 같이, 도 15에 도시된 시퀀스는 N 섹터들을 갖는 시스템들로 확장될 수 있고, 여기서, N은 1 보다 큰 임의의 수이다. 도 15에 도시된 시퀀스는 두 개의 섹터들, 섹터 A 및 섹터 B를 포함하는 셀을 위해 구현되었다. 각 섹터내의 심볼 시간들은 다소 오프셋되지만 실질적으로 중첩될 수 있고, 따라서, 비록 실제로는 다수의 경우들에서 두 개의 다소 서로 다른 심볼 시간들이 되지만, 동일 심볼 시간으로서 설명된다. 시간이라 명명된 제1 컬럼(1502)은 섹터들 사이의 완전한 동기화를 가정하여 톤이 전송되는 심볼 시간을 나타낸다. 일 실시예에서, 동일 톤이 파일럿 신호 목적들을 위해 각 심볼 시간에 사용되는 경우, 각 심볼 시간 1 내지 4는 서로 다른 현재 심볼 시간에 대응한다. 톤이라 명명된 제2 컬럼(1504)은 파일럿 신호들이 전송되는 톤, 예를 들어, 주파수를 나열한다. 각 열은 하나의 톤에 대응한다. 서로 다른 열들은 특정 구현에 따라 동일 또는 서로 다른 톤들에 대응할 수 있다. 예를 들어, 제1 내지 제 4 심볼 시간들이 동일한 현재 심볼 시간인 경우, 제1 내지 제4 심볼 시간들은 서로 다르며, 그 이유는 각 파일럿 신호가 하나의 톤을 필요로 하기 때문이다. 그러나, 컬럼(1502)내의 제1 내지 제4 심볼 시간들이 서로 다른 현재 심볼 시간들에 대응하는 경우에, 컬럼(1504)에 나열된 톤들은 동일하거나 서로 다를 수 있다.

상술된 바와 같이, 각 열(1512, 1514, 1516, 1518)은 셀 섹터들 A 및 B 각각내의 톤의 전송, 예를 들어, 파일럿 신호를 전송하기 위해 사용되는 톤에 대응한다. 각 섹터들내의 전송 파워 레벨들은 서로 다르거나 동일할 수 있다. 각 경우에, 시간적으로 소정의 지점에서 전송되는 파일럿 톤은 사전선택된 전송 파워로 전송된다. 따라서, 파일럿 신호가 전송되는 전송 파워 및 톤은 기지국(1200) 및 무선 단말기들(1300) 양자 모두에 알려져 있으며, 그 이유는 이 정보가 양 장치내에 저장되거나, 양 장치가 셀에서 가용한 타이밍 정보로부터 현 심볼 시간을 알기 때문이다. 도 15에서, 제3 컬럼(1506)은 특정 열이 대응하는 톤을 사용하여 섹터 A에서 전송되는 파일럿 신호를 위한 파일럿 신호 전송 파워 레벨을 나열한다. 유사하게, 제4 컬럼(1508)은 특정 열이 대응하는 톤을 사용하여 섹터 B에서 전송되는 파일럿 신호를 위한 파일럿 신호 전송 파워 레벨을 나열한다. 각 컬럼(1510)은 도 15에 관하여 설명되는 2 섹터 구현에 사용되지 않으며, 추후 3섹터 실시예를 설명하기 위한 목적으로 포함되어 있다.

컬럼(1506 및 1508)내의 각 직사각형은 컬럼(1504)에 표시된 톤을 사용하여 컬럼(1502)내에 표시된 일반적 심볼 시간에서 표시된 섹터내에서 파일럿 신호를 전송하는 단계를 나타낸다. 실시시, 톤들은 각 섹터들 A 및 B내에서 다소 서로 다른 심볼 시간들로, 예를 들어, 컬럼(1502)에 나열된 심볼 시간에 실질적으로 대응하는 제1 및 제2 심볼 시간들에서 전송된다. 1은 제1 사전선택된 전송 파워를 가지는 비-제로 파일럿을 나타내기 위해 사용되며, 제로는 널 톤, 예를 들어, 제로 파워로 전송되는 파일럿 신호의 전송을 나타내기 위해 사용된다.

열(1512)은 톤 1을 사용하여 심볼 시간 1에 1 파일럿 신호가 섹터 A에서 전송되고, 널 파일럿 신호가 섹터 B에서 전송된다는 것을 나타낸다. 이는 동일 톤 상에서 섹터 A 전송에 의해 유발된 섹터 B의 전송의 섹터간 간섭의 부담을 측정할 수 있게 한다. 이는 또한 섹터 A가 섹터 B 전송으로 인한 간섭의 존재 없이 섹터 A의 감쇄의 정확한 측정을 수행할 수 있게 한다. 열(1514)은 심볼 시간 2에 대응하며, 여기서, 톤 2가 섹터 B내의 1 파일럿 신호 및 섹터 A내의 널 톤을 전송하기 위해 사용된다. 이는 섹터 A가 동일 톤상에서 섹터 B 전송으로 인한 신호 간섭의 양을 결정할 수 있게 한다. 열(1516)은 심볼 시간 3에 대응하며, 여기서 톤 3이 섹터 A 및 섹터 B 양자 모두에서 널 파일럿 신호를 전송하도록 사용되어, 톤 3상에서 가능한 일반적인 배경 노이즈 측정을 수행한다. 열(1518)은 심볼 시간(4)에 대응하며, 여기서, 톤 4는 1 파일럿 신호들을 전송하기 위해 섹터 A 및 섹터 B 양자 모두에서 사용된다. 이런 경우에, 각 섹터는 동시에 섹터들 A 및 B 각각에서 동일 비-제로 파워 레벨로 신호가 전송되게 하는 효과를 측정할 수 있다. 일반적으로, 파일럿 신호들은 본 발명의 일 특징에 따라 기지국(1200)에 피드백되는 제1 및 제2 채널 품질 지시자 값들을 발생시키기 위해 사용되는 두 개의 서로 다른 함수들에 대한 입력으로서 필요한 충분한 신호 측정들을 수행하기 위해 무선 단말기를 제공하도록 도 15의 제1 및 제2 열들(1512, 1514) 및 열들(1516, 1518) 중 적어도 하나 양자 모두에 따라 전송된다.

도 16은 3개 섹터 시스템을 위한 예시적 파일럿 톤 전송 시퀀스를 예시한다. 도 15의 예에서와 같이, 제1 컬럼(1602)은 심볼 전송 시간에 대응하고, 제2 컬럼(1604)은 톤에 대응하며, 컬럼들(1606, 1608 및 1610)은 각각 셀의 3개 섹터들 A, B 및 C 각각의 파일럿 신호전송들을 나타낸다. 따라서, 도 15의 예에서와 같이, 제1 내지 제5 열들(1612, 1614, 1616,

1618, 1620) 중 하나에 대응하는 컬럼(1606, 1608, 1610)의 각 직사각형은 표시된 섹터내의 표시된 톤상에서 파일럿 신호를 전송하는 단계를 나타낸다. 각 열에 사용되는 톤들이 각 섹터에서 상술한 바와 같이 동일하지만, 심볼 시간들 각각이 동일한 현재 심볼 시간에 대응할 때, 제1 내지 제5 톤들 각각은 서로 다르다. 그러나, 제1 내지 제5 심볼 시간들 각각이 서로 다를 때, 제1 내지 제5 톤들은 동일하거나 서로 다를 수 있다.

도 16의 구현에서, 적어도 하나의 파일럿 신호는 겹경 섹터내의 동일 톤상에서 널 파일럿이 전송되는 상태로 각 섹터를 위해 전송된다는 것을 주의하여야 한다. 또한, 배경 노이즈 측정을 용이하게 하는 셀 널로서 설명된 것을 열 1620에서 사용한다는 것을 주의하여야 한다.

도 17은 파워 레벨들에 관하여 보다 일반적인 방식으로 각 섹터내에서 전송되는 파일럿들을 설명하는 도 16과 유사한 3개 섹터 구현을 도시하는 차트(1700)이다. 15 파일럿들 P1 내지 P15의 전송이 도 17 실시예에 도시되어 있으며, 각 파일럿은 각 열이 서로 다른 전송 심볼 기간에 대응하는 경우에, 서로 다른 심볼 시간에 전송된다. 나열된 신호들 각각이 동일 심볼 시간에 전송되는 경우에, 3개의 서로 다른 심볼 시간들이 도시되어 있으며, 각 섹터의 전송시간은 미세하게 서로 다르지만, 다른 섹터들에서 사용되는 동일 심볼 시간에 실질적으로 대응한다.

도 15 및 도 16의 예들에서와 같이, 각 열(1712, 1714, 1716, 1718, 1720)의 파일럿들은 동일 톤을 사용하여 전송되지만, 서로 다른 열들은 서로 다른 톤들에 대응할 수 있다. 제1 컬럼(1702)에서 나열된 바와 같이 5개 서로 다른 심볼 시간들에 전송되는 것으로서 도시되어 있지만, 섹터 전송 시간들의 변화가 고려될 때, 섹터상에 나열된 각 직사각형은 실질적으로 중첩하면서, 정확한 동기화의 경우에는 동일한 각 열의 심볼 시간들을 갖는 서로 다른 심볼 시간에 실제로 대응할 수 있다. 제1 내지 제15 파일럿 P1 내지 P15 각각의 파워 레벨은 괄호안에 표시되어 있다. 예를 들어, P1을 위한 전송 파워는 P1이다. 도 16의 예와 같은 일부 경우들에서, 서로 다른 파워 레벨들이 지원되며, 다수의 알려진 파워 레벨들이 지원될 수 있다. 도 17의 최종 열(1720)은 이들 파일럿 신호들의 파워 레벨에 따라 섹터들 A, B 및 C 각각에서 톤 5를 사용한 널 파일럿 신호의 전송을 나타내며, 이는 각 경우에 0이다.

도 18은 단일 심볼 전송 시간 주기 동안 10개 서로 다른 톤들상에서 신호들의 전송을 도시하는 차트(1750)를 예시한다. 도 18의 구현에서, 널 파일럿 신호를 나타내기 위해 0이 사용되며, 데이터가 전송되는 파워 레벨 보다 통상 보다 높은 단일의 알려진 비-제로 파워 레벨에서의 파일럿을 나타내기 위해 1이 사용된다. D는 섹터들 A, B 및 C 중 하나의 데이터의 전송을 예시하기 위해 차트(1750)에 사용된다. 데이터 신호 D는 파일럿 신호 레벨 1 보다 낮은 파워 레벨에서 톤상에서 일반적으로 전송되며, 따라서, 이웃 섹터내의 파일럿과 현저한 간섭을 유발하지 않을 수 있다. 데이터는 예시된 심볼 시간 동안 도 18에 도시되지 않은 부가적인 톤들상의 섹터들 각각에서 일반적으로 전송된다. 본 발명의 OFDM 실시예에서, 주어진 섹터에서, 이런 부가적인 데이터 톤들은 이들이 파일럿 신호들을 전송하기 위해 사용되는 톤들에 직교하기 때문에, 파일럿 톤들과 간섭하지 않는다. 도 19는 본 발명에 따라 전송되는 기지국(1200)으로부터 수신된 파일럿 신호들을 처리하기 위해 무선 단말기를 동작시키는 방법(1800)을 예시한다. 수신된 파일럿 신호들은 다양한 노이즈 부담들, 예를 들어, 배경 노이즈 및 섹터간 간섭을 결정하기 위해 유용한 연산들 및 다양한 신호 측정들을 수신 장치가 수행할 수 있게 하는 알려진 서로 다른 전송 파워 레벨들로 전송되는 파일럿 신호들일 수 있다.

방법(1800)은 스타트 노드(1802)에서 시작하고, 각각 단계 1804 및 1808에서 시작하는 두 개의 처리 경로들을 따라 진행한다. 두 개의 처리 경로들은 예를 들어, 서로 다른 전송 파워 레벨들을 갖는 다수의 파일럿 신호들이 단일 심볼 시간 동안 전송되는 경우에는 병렬로, 또는, 동일 톤을 사용하여 순차적으로 파일럿이 전송되지만, 서로 다른 심볼 전송 시간들 동안 서로 다른 파워 레벨들을 사용하는 경우에는 직렬로 구현될 수 있다.

단계 1804에서, 무선 단말기(1300)는 제1 측정된 신호값을 발생시키도록 전송 파워 P1로 전송되는 제1 파일럿 신호의 위상 및 진폭 중 적어도 하나를 측정한다. 제1 측정된 신호값은 그후 단계 1806에서 사용된다. 단계 1806에서, 제1 채널 품질 지시자 값이 상기 제1 측정된 신호값을 입력으로서 사용하는 제1 함수( $f_1$ )에 따라 제1 측정된 신호값으로부터 발생된다. 함수( $f_1$ )에 의해 발생된 제1 채널 품질 지시자 값은 예를 들어, SNR 값 또는 단일 파워 값일 수 있으며, 상기 제1 수신된 파일럿 신호에 대응한다. 함수( $f_1$ )는 제1 채널 품질 지시자 값을 발생시킬 때, 제1 측정된 신호값에 부가하여 입력으로서 다른 정보 및/또는 다른 신호 측정들을 사용할 수 있다. 동작은 단계 1806으로부터 단계 1812로 진행한다.

일부 실시예들에서 단계 1804와 병렬로 수행될 수 있는 단계 1808에서, 무선 단말기(1300)는 전송 파워(P2)로 전송되는 제2 파일럿 신호의 위상 및 진폭 중 적어도 하나를 측정하고, 여기서, P2는 P1과는 다르다. 측정은 단계 1810에서 그후 사용되게 되는 제2 측정 신호값을 발생시킨다. 단계 1810에서, 입력으로서 제2 측정된 신호값을 사용하는 제2 함수( $f_2$ )에 따라 제2 측정된 신호값으로부터 제2 채널 품질 지시자 값이 발생된다. 제2 함수는 제1 함수와는 다르며, 적어도 제2 측정 신호값을 입력으로서 사용하지만, 다른 신호 측정들을 마찬가지로 입력으로서 사용할 수도 있다. 일부 실시예들에서, 제2

함수에 의해 발생하는 제2 채널 품질 지시자 값은 제1 파일럿 신호에 대응하는 SNR 값이며, 다른 실시예들에서는 이는 신호 파워 값, 예를 들어, 제2 파일럿 신호에 대응하는 수신된 신호 파워의 지시자이다. 동작은 단계 1810으로부터 단계 1812로 진행한다.

단계 1812에서, 무선 단말기(1300)는 측정된 신호로부터 하나 이상의 섹터 경계들에 관한 무선 단말기의 위치 및/또는 상술된 다른 경계 위치 지시자 값 정보를 결정한다. 상대 경계 위치 및/또는 단계 1812에서 발생한 다른 정보를 사용하여, 단계 1814에서, 무선 단말기(1300)는 예를 들어, 표 2의 컬럼 1에 도시된 값들 중 하나에 대응하는 값을 가지는 경계 위치 지시자 값(1814)을 발생시킨다. 단계 1806 및 1810으로부터의 제1 및 제2 채널 품질 값들 및 단계 1814로부터의 경계 위치 지시자 값을 사용하여, 동작은 전송 단계 1816으로 진행하고, 발생한 정보는 기지국(1200)으로 역방향 전송된다.

단계 1816은 예를 들어, 하나 이상의 메시지들의 일부로서, 경계 위치 지시자 값 및 제1 및 제2 채널 품질 지시자 값들의 전송을 수반한다. 두 개의 대안적 처리 경로가 도시되어 있으며, 단일 처리 경로가 소정의 특정 구현에서 사용된다. 서브 단계 1820에서 시작하고 1826에서 종결하는 제1 처리 경로는 다양한 정보가 단일 메시지에 포함되는 경우를 나타낸다. 단계 1830에서 시작하고 단계 1840에서 종료하는 제2 처리 경로는 서로 다른 메시지들이 다양한 값들 각각을 전송하기 위해 사용되는 경우에 대응한다. 본 내용에서 메시지들은 넓게 해석되며, 통신 대상 특정 값들을 전달하는 신호들을 포함한다.

단계 1820에서, 제1 채널 품질 지시자 값은 제1 메시지에 통합된다. 그후, 단계 1822에서, 제2 채널 품질 지시자 값은 제1 메시지에 통합된다. 다음에, 단계 1824에서, 경계 위치 지시자 값은 제1 메시지에 통합된다. 제1 메시지는 그후, 단계 1816에서, 예를 들어, 무선 통신 링크를 거쳐 제1 메시지를 전송함으로써 기지국(1200)에 통신된다. 이는 다양한 실시예에서, 채널 품질을 보고하기 위해 사용되는 제어 채널의 하나 이상의 전용 시간 슬롯들 및/또는 무선 단말기들로부터 기지국(1200)으로의 다른 피드백 정보를 사용하여 수행된다. 무선 단말기로의 시간 슬롯의 전용화의 결과로서, 채널 품질 및 다른 정보를 보고하기 위해 이를 사용하여, 섹터내의 다른 무선 단말기들 또는 장치들은 시간 슬롯을 사용할 수 없다. 따라서, 전용 시간 슬롯 전송의 사용을 통해 충돌들이 회피된다. 또한, 특정 제어 정보를 통신하기 위해 채널이 전용화되면, 값들은 전송된 값들이 무엇을 의미하는지를 나타내는 다른 정보 또는 헤더들을 전송할 필요 없이 시간 슬롯들내에서 값들이 발생 및 전송될 수 있다. 즉, 기지국(1200)은 활용된 제어 채널에서 전송된 값들이 특정 사전선택된 포맷을 가져야 하며, 예를 들어, 2 비트 경계 위치 지시자 값이 이어지는 제1 및 제2 채널 품질 지시자 값들을 나타낸다는 것을 안다. 따라서, 이런 메시지들 및/또는 값들을 전송하기 위해 사용되는 오버헤드, 예를 들어, 헤드 오버헤드의 양이 최소화될 수 있다. 발생한 값들의 전송이 단계 1826에서 완료되고 나면, 동작은 단계들 1804 및 1808로 복귀하며, 여기서, 새로운 파일럿 신호들에 대한 신호 측정이 이루어지며, 피드백 프로세스는 시간에 걸쳐 반복을 지속한다.

단계 1816에 도시된 대안적 값 전송 경로에 대응하는 단계 1830에서, 제1 채널 품질 지시자 값이 제1 메시지, 예를 들어, 단계 1832에서 기지국으로 그후 전송되게 되는 신호에 통합된다. 그후, 단계 1834에서, 제2 채널 품질 지시자 값이 제2 메시지, 예를 들어 단계 1836에서 전송되는 신호에 통합된다. 경계 위치 지시자 값은 단계 1838에서 제3 메시지에 통합되며, 이는 그후, 단계 1840에서 기지국(1200)에 전송된다. 단계 1826에서 전송된 조합된 메시지의 경우에서와 같이, 단계 1832, 1836 및 1840에서 전송되는 독립 메시지들은 피드백 정보의 통신에 전용화된 제어 채널의 전용 세그먼트들을 사용하여 전송될 수 있다. 동작은 단계 1840으로부터 단계 1804 및 1808로 진행하며, 채널 피드백 정보의 발생 및 기지국(1200)으로의 정보의 보고 처리가 시간에 걸쳐 반복된다.

도 20은 예를 들어, 데이터 신호들을 전송하기 위한 파워 레벨을 결정하기 위해 파일럿 톤들을 전송하고, 피드백 정보를 수신 및 처리하기 위한, 본 발명에 따른 기지국(BS)을 동작시키는 방법을 예시하는 플로우차트(1900)를 도시한다. 방법은 단계 1902에서 시작하며, 여기서, 기지국(1200)은 급전되고 동작한다. 단계 1904에서, 다중 섹터 안테나(1205)에 결합된 기지국의 전송기(1204)는 파일럿 신호들을 다중 섹터 셀, 예를 들어, 1104의 각 섹터, 예를 들어, S0(1106), S1(1108), S2(1110)로 동시에, 사전결정된 파워 레벨들 및 톤들을 사용하여 동기화된 방식으로 전송하며, 그래서, 셀(1104)의 섹터들(1106, 1108, 1110) 각각으로의 파일럿 톤들의 전송은 동일한 톤들의 세트를 사용하며 섹터들(1106, 1108, 1110) 각에서 실질적으로 동시에 전송된다. 단계 1904에서의 파일럿 톤들의 전송은 파일럿 톤 파워 레벨 정보(1236) 및 톤 정보(1238)를 사용하여 파일럿 신호 발생 및 전송 제어 루틴(1230)의 감독하에 수행된다. 동작은 단계 1906으로 진행하고, 여기서, bs(1200)는 예를 들어, 채널 품질 지시자 값들의 세트, 예를 들어, 제1 및 제2 채널 품질 지시자 값들 및 섹터 경계 위치 정보를 포함하는 적어도 하나의 무선 단말기(WT)(1300)로부터의 메시지들을 수신한다. 메시지들은 기지국(1200)에 포함된 수신 신호 처리 루틴(1260)의 감독하에 수신된다. 단계 1908에서, 기지국은 채널 품질 지시자 값 추출 모듈(1262)의 감독하에 적어도 두 개의 서로 다른 채널 품질 지시자 값들(1250)을 예를 들어, 무선 단말기(1300)로부터 수신된 단일 메시지 또는 다수의 메시지들로부터 추출한다. 일부 실시예들에서, 각 채널 품질 지시자 값은 별개의 메시지로 존재한다. 다른 실시예들에서, 다수의 채널 품질 지시자 값들은 WT(1300)로부터의 단일 메시지에 포함된다. 다음에, 단계 1910에서, 기지국(1200)은 위치 정보 추출 모듈(1264)의 제어하에, 수신된 메시지들로부터 위치 정보, 예를 들어, 다중

섹터 셀내의 경계에 대한 무선 단말기(1300)의 위치를 나타내는 경계 위치 지시자 값을 추출한다. 이 위치 정보는 별개의 메시지에서 WT(1300)에 의해 전송되거나, 채널 품질 지시자 값들을 포함하는 메시지에 포함되어 있을 수 있다. 이 위치 정보는 WT(1300)가 섹터 경계 부근에 있는지 여부를 나타낼 수 있으며, 어느 섹터 경계에 있는지를 식별, 예를 들어, 어느 인접 섹터로부터 높은 수준의 전송 파워 의존 간섭을 받게되는지를 식별할 수 있다. 수신된 메시지들로부터 추출된 섹터 경계 정보는 BS(1200)에서 섹터 경계 위치 정보(1252)내에 저장된다.

단계 1912로 진행하여, 기지국(1200)은 적어도 제1 및 제2 채널 품질 지시자 값들(1250)로부터 전송 파워 연산 루틴(1226)의 감독하에 상기 제1 및 제2 채널 품질 지시자 값들(1250)이 수신된 상기 무선 단말기(1300)에서의 원하는 신호 대 잡음비를 달성하기 위해 필요한 전송 파워의 양을 연산한다. 단계 1914에서, 기지국 스케줄러 모듈(1225)은 무선 단말기(1300)를 위한 스케줄링 판정들을 수행하도록 동작한다. 서브 단계 1916에서, 기지국 스케줄러(1225)는 결정된 SNR에 기초하여 WT(1300)를 위한 판정들을 수행한다. 예를 들어, BS(1200)는 사용되는 코딩 체계 및 데이터 레이트를 위한 최소 허용가능 레벨을 초과하는 WT(1300)의 수신된 SNR을 초과하는 전송 파워 레벨들로 채널들상의 WT(1300)에 세그먼트들을 스케줄한다. 서브 단계 1918에서, BS(1200) 스케줄러(1225)는 섹터 경계 위치 정보(1252)에 기초하여 WT(1300)를 위한 판정들을 수행한다. 예를 들어, 섹터 경계 부근에 존재하는 것으로 식별된 WT(1300)에 대해, 기지국(1200)은 WT(1300)에 채널 세그먼트들을 할당하며, 인접 섹터내의 대응 채널 세그먼트들은 어떠한 전송 파워도 갖지 않는다. 단계 1920으로 진행하여, BS(1200) 전송기(1205)는 신호를 전송하며, 이 신호는 예를 들어, 수신된 상기 적어도 두 개의 채널 품질 지시자 값들(1250)로부터 결정된 전송 파워를 사용하여 상기 WT(1300)에 스케줄된 시간으로, 시그널링 루틴(1228)의 감독하에 인코더(1214)에 의해 인코딩된 사용자 데이터를 포함할 수 있다.

동작은 단계 1920으로부터 단계 1904로 복귀하며, 방법이 반복된다. 기지국(1200)은 규칙적 기반상에서 단계 1904에서 다중 섹터 셀의 각 섹터에 동기화된 방식으로 파일럿 신호들을 전송하는 것을 반복한다. 그러나, 서로 다른 무선 단말기들(1300)은 채널 품질 지시자 값들(1250)의 세트 및 섹터 경계 위치 정보(1252)를 포함하는 메시지들을 무선 단말기가 예를 들어, 온, 유지, 슬립하는 동작 상태 같은 인자들에 따라, 서로 다른 시간들 및/또는 서로 다른 레이트들로 전송할 수 있다.

본 발명은 무엇 보다도 본 발명의 다양한 방법 단계들 중 하나 이상에 따른 처리를 수행하도록 프로세서 또는 다른 장치를 제어하기 위한 기계실행가능한 명령들, 예를 들어, 소프트웨어 모듈들 또는 명령들을 포함하는 메모리, 콤팩트 디스크 등 같은 기계 판독가능한 매체에 관한 것이다. 본 발명의 방법 및 장치의 다양한 특징들은 OFDM, CDMA 및 기타 유형의 통신 시스템들을 비제한적으로 포함하는 광범위한 통신 시스템들에 사용될 수 있다.

## (57) 청구의 범위

### 청구항 1.

무선 단말기에 의해 사용되기 위한 채널 품질 보고 방법으로서,

제1 측정된 신호값을 발생시키도록 제1 파일럿 톤에 대응하는 제1 파일럿 신호의 위상 및 진폭 중 적어도 하나를 측정하는 단계,

적어도 상기 제1 측정된 신호값을 입력으로서 사용하는 제1 함수에 따라 상기 제1 측정된 신호값으로부터 제1 채널 품질 지시자 값을 발생시키는 단계,

제1 채널 품질 지시자 값을 전송하는 단계,

제2 측정된 신호값을 발생시키기 위해, 제2 파일럿 톤에 대응하는 제2 파일럿 신호의 위상 및 진폭 중 적어도 하나를 측정하는 단계로서, 상기 제2 파일럿 신호는 상기 제1 파일럿 신호와는 다른 전송 파워를 갖는, 상기 측정 단계,

적어도 상기 제2 측정된 신호값을 입력으로서 사용하는 제2 함수에 따라 상기 제2 측정된 신호값으로부터 제2 채널 품질 지시자 값을 발생시키는 단계, 및

제2 채널 품질 지시자 값을 전송하는 단계를 포함하는, 채널 품질 보고 방법.



## 청구항 2.

제 1 항에 있어서,

제1 및 제2 파일럿 신호들 중 하나는 제로 파워로 전송되는 널 신호(NULL signal)인, 채널 품질 보고 방법.

## 청구항 3.

제 1 항에 있어서,

제1 함수에 따라 상기 제1 신호 측정값으로부터 제1 채널 품질 지시자 값을 발생시키는 단계는 제1 및 제2 수신된 파일럿 신호들 중 적어도 하나에 포함된 파워를 추정하는 단계를 포함하는, 채널 품질 보고 방법.

## 청구항 4.

제 3 항에 있어서,

제2 함수에 따라 상기 제2 신호 측정값으로부터 제2 채널 품질 지시자 값을 발생시키는 단계는 적어도 상기 제2 수신된 파일럿 신호에 포함된 수신된 파워를 추정하는 단계를 포함하는, 채널 품질 보고 방법.

## 청구항 5.

제 3 항에 있어서,

제2 함수에 따라 상기 제2 측정된 신호값으로부터 제2 채널 품질 지시자 값을 발생시키는 단계는 상기 제2 수신된 파일럿 신호의 신호 대 잡음비를 추정하는 단계를 포함하는, 채널 품질 보고 방법.

## 청구항 6.

제 1 항에 있어서,

제1 함수에 따라 상기 제1 측정된 신호값으로부터 제1 채널 품질 지시자 값을 발생시키는 단계는 상기 제1 수신된 파일럿 신호의 신호 대 잡음비를 추정하는 단계를 포함하는, 채널 품질 보고 방법.

## 청구항 7.

제 6 항에 있어서,

제2 함수에 따라 상기 제2 측정된 신호값으로부터 제2 채널 품질 지시자 값을 발생시키는 단계는 상기 제2 수신된 파일럿 신호의 신호 대 잡음비를 추정하는 단계를 포함하는, 채널 품질 보고 방법.

## 청구항 8.

제 1 항에 있어서,

상기 제1 및 제2 파일럿 톤들은 서로 다른 비-중첩 시간 기간들 동안 수신되는, 채널 품질 보고 방법.

#### 청구항 9.

제 8 항에 있어서,

상기 제1 및 제2 파일럿 톤들은 동일 주파수에 대응하는, 채널 품질 보고 방법.

#### 청구항 10.

제 1 항에 있어서,

상기 제1 및 제2 파일럿 톤들은 동일 시간 기간 동안 수신되고, 상기 제1 및 제2 파일럿 톤들은 서로 다른 주파수들에 대응하는, 채널 품질 보고 방법.

#### 청구항 11.

제 1 항에 있어서,

제1 채널 품질 지시자 값을 전송하는 단계는,

상기 제1 채널 품질 지시자 값을 제1 메시지에 통합시키는 단계, 및

무선 통신 링크를 통해 상기 제1 메시지를 전송하는 단계를 포함하는, 채널 품질 보고 방법.

#### 청구항 12.

제 11 항에 있어서,

상기 제2 채널 품질 지시자 값을 전송하는 단계는,

상기 제2 채널 품질 지시자 값을 상기 제1 메시지에 통합시키는 단계, 및

무선 통신 링크를 통해 상기 제1 메시지내에서 상기 제1 값과 함께 상기 제2 채널 품질 지시자 값을 전송하는 단계를 포함하는, 채널 품질 보고 방법.

#### 청구항 13.

제 11 항에 있어서,

제1 측정된 신호값을 발생시키기 위해 제1 파일럿 신호를 측정하는 단계,

제1 채널 품질 지시자 값을 발생시키는 단계,

상기 제1 채널 품질 지시자 값을 제1 메시지에 통합시키는 단계,

무선 통신 링크를 통해 상기 제1 메시지를 전송하는 단계,

제2 파일럿 신호를 측정하는 단계,

제2 채널 품질 지시자 값을 발생시키는 단계,

상기 제1 메시지와는 다른 제2 메시지에 상기 제2 채널 품질 지시자 값을 통합시키는 단계, 및

상기 무선 통신 링크를 통해 상기 제2 메시지를 전송하는 단계들을 반복적으로 수행하는 단계 더 포함하는, 채널 품질 보고 방법.

#### 청구항 14.

제 13 항에 있어서,

상기 측정 및 발생 단계를 반복 수행함으로써 발생된 대응 값들을 전송하기 위해 상기 제1 채널 품질 지시자 값 및 상기 제2 채널 품질 지시자 값을 전송하는 단계들을 주기적으로 반복하는 것을 더 포함하고, 상기 발생된 제1 및 제2 채널 품질 값들은 시간에 걸쳐 간삽된 방식(interleave manner)으로 전송되는, 채널 품질 보고 방법.

#### 청구항 15.

제 14 항에 있어서,

상기 간삽된 방식은 상기 제1 및 제2 메시지들을 교대로 전송하는 단계를 포함하는, 채널 품질 보고 방법.

#### 청구항 16.

제 13 항에 있어서,

상기 제1 및 제2 메시지들은 채널 품질 지시자 값들을 전달하기 위한 전용된 통신 채널 세그먼트들을 사용하여 전송되고, 상기 메시지들을 나타내기 위해 어떠한 명시적 메시지 유형들도 보유하지 않는 상기 메시지들은 채널 품질 값들을 보고하기 위한 것인, 채널 품질 보고 방법.

#### 청구항 17.

제 16 항에 있어서,

상기 메시지들은 상기 무선 단말기에 의해 사용되기 위해 전용된 사전선택된 전용 시간 슬롯 동안 전송되고, 상기 전용 시간 슬롯들의 전용은 다른 무선 단말기들이 상기 전용 시간 슬롯들을 사용하는 것을 배제하는, 채널 품질 보고 방법.

#### 청구항 18.

제 1 항에 있어서,

상기 무선 단말기는 각 섹터가 동일 톤들의 세트를 사용하는 섹터화된 셀의 제1 섹터에 배치되고, 제1 측정된 신호값을 발생시키기 위해 제1 파일럿 신호의 위상 및 진폭 중 적어도 하나를 측정하는 상기 단계는,

상기 제1 섹터에 인접 배치된 섹터가 제1 파일럿과 동일한 톤상에서, 그러나, 상기 제1 파일럿 신호를 전송하기 위해 사용되는 사전선택된 전송 파워와는 다른 사전선택된 전송 파워를 사용하여, 다른 파일럿 신호를 전송하는 시간 주기 동안 상기 제1 파일럿 신호 측정을 수행하는 단계를 포함하는, 채널 품질 보고 방법.

## 청구항 19.

제 18 항에 있어서,

상기 다른 파일럿 신호는 널 파일럿 신호이고, 상기 시간 주기 동안 상기 다른 파일럿 신호를 전송하기 위해 사용된 상기와 다른 사전선택된 전송 파워는 제로인, 채널 품질 보고 방법.

## 청구항 20.

제 19 항에 있어서,

제2 측정된 신호값을 발생시키기 위해 제2 파일럿 신호의 위상 및 진폭 중 적어도 하나를 측정하는 상기 제2 단계는,

상기 제1 섹터에 인접 배치된 섹터가 상기 제2 파일럿 신호를 전송하기 위해 사용되는 사전선택된 전송 파워와 동일한 사전선택된 전송 파워를 사용하여 제2 파일럿과 동일한 톤상에서 부가적인 파일럿 신호를 전송하는 시간 기간 동안 상기 제2 파일럿 신호 측정을 수행하는 단계를 포함하는, 채널 품질 보고 방법.

## 청구항 21.

제 20 항에 있어서,

제1 및 제2 파일럿 신호 측정들은 동시에 수행되는, 채널 품질 보고 방법.

## 청구항 22.

제 21 항에 있어서,

상기 동일 시간 동안 어떠한 신호들도 전송되지 않는 제3 톤상에서 수신된 파워를 상기 동일 시간에 측정하는 것을 더 포함하고, 상기 동일 시간은 하나의 심볼을 전송하기 위해 사용되는 심볼 기간인, 채널 품질 보고 방법.

## 청구항 23.

제 18 항에 있어서,

무선 단말기가 상기 제1 및 제2 신호 측정에 기초하여 배치되는 섹터에 인접한 적어도 두 개의 섹터들에 대한 무선 단말기의 상대 위치를 결정하는 단계를 더 포함하는, 채널 품질 보고 방법.

## 청구항 24.

제 23 항에 있어서,

섹터 경계에 대한 결정된 상대 위치의 함수로서 상기 기지국에 전송되는 채널 정보 형태를 선택하는 단계를 더 포함하는, 채널 품질 보고 방법.

#### 청구항 25.

제 24 항에 있어서,

서로 다른 채널 조건 정보는 상기 무선 단말기가 제2 섹터 경계 부근에 있을 때 보다 제1 섹터 경계 부근에 있을 때 전송되는, 채널 품질 보고 방법.

#### 청구항 26.

제 18 항에 있어서,

제1 채널 품질 지시자 값은 무선 단말기가 배치되는 섹터와 간섭 섹터의 채널 이득의 비율의 함수인, 채널 품질 보고 방법.

#### 청구항 27.

제 18 항에 있어서,

제2 신호 측정은 섹터들 각각이 상기 제2 톤상에서 널을 전송하는 시간 주기 동안 이루어지고,

상기 제2 채널 품질 지시자 값은 상기 제2 톤상에서의 상기 셀의 섹터들 각각에 의한 상기 널의 전송 동안 상기 제2 톤상의 상기 노이즈의 측정인, 채널 품질 보고 방법.

#### 청구항 28.

제 18 항에 있어서,

상기 방법은 셀의 섹터내의 전송 파워를 제어하기 위해 채널 품질 정보를 사용하는 것에 더 관련하며, 상기 방법은,

상기 제1 및 제2 채널 품질 지시자 값들을 수신하도록 기지국을 동작시키는 단계, 및

상기 무선 단말기에서 원하는 신호 대 잡음비를 달성하기 위해 필요한 전송 파워의 양을 상기 제1 및 제2 채널 품질 지시자 값들로부터 연산하도록 기지국을 동작시키는 단계를 포함하고, 상기 연산은 전송 파워의 상기 양을 결정하기 위해 적어도 두 개의 서로 다른 채널 품질 지시자 값들을 필요로 하는, 채널 품질 보고 방법.

#### 청구항 29.

제 28 항에 있어서,

상기 무선 단말기로부터 수신된 제1 및 제2 채널 품질 지시자 값들의 서로 다른 세트를 사용하여 전송 파워의 상기 양을 연산하도록 기지국을 동작시키는 상기 단계를 주기적으로 반복하는 단계를 더 포함하고,

제1 및 제2 채널 품질 지시자 값의 서로 다른 세트 각각은 상기 제1 및 제2 파일럿 신호 측정들이 이루어지는 서로 다른 심볼 시간에 대응하는, 채널 품질 보고 방법.

### 청구항 30.

무선 단말기로서,

파일럿 신호들을 수신하기 위한 수신기,

제1 측정된 신호값을 발생시키기 위해 제1 파일럿 신호의 진폭 및 위상 중 적어도 하나를 측정하고, 제2 측정 신호값을 발생시키도록 제2 파일럿 신호의 위상 및 진폭 중 적어도 하나를 측정하는 측정 수단,

적어도 상기 제1 측정된 신호값을 입력으로서 사용하는 제1 함수에 따라 상기 제1 측정된 신호값으로부터 제1 채널 품질 지시자 값을 발생시키고, 적어도 상기 제2 측정된 신호값을 입력으로서 사용하는 제2 함수에 따라 상기 제2 측정된 신호값으로부터 제2 채널 품질 지시자 값을 발생시키기 위한 채널 품질 지시자 값 발생 수단, 및

상기 제1 및 제2 채널 품질 지시자 값들을 전송하기 위한 전송기를 포함하는, 무선 단말기.

### 청구항 31.

제 30 항에 있어서,

상기 채널 품질 지시자 값 발생 수단은 상기 제1 및 제2 수신된 파일럿 신호들 중 적어도 하나에 포함된 수신된 파워를 추정하도록 처리 장치를 제어하기 위한 소프트웨어 명령들을 포함하는, 무선 단말기.

### 청구항 32.

제 31 항에 있어서,

상기 채널 품질 지시자 값 발생 수단은 적어도 상기 제2 수신된 파일럿 신호에 포함된 수신된 파워를 추정하도록 상기 처리 장치를 제어하기 위한 부가적인 소프트웨어 명령들을 더 포함하는, 무선 단말기.

### 청구항 33.

제 31 항에 있어서,

상기 채널 품질 지시자 값 발생 수단은 상기 제2 수신된 파일럿 신호의 신호대 잡음비를 추정하도록 상기 처리 장치를 제어하기 위한 부가적인 소프트웨어 명령들을 더 포함하는, 무선 단말기.

### 청구항 34.

제 31 항에 있어서,

상기 전송을 위한 수단은 상기 제1 채널 품질 지시자 값을 포함하는 제1 메시지를 발생시키도록 메시지 발생 모듈을 포함하는, 무선 단말기.

### 청구항 35.

제 34 항에 있어서,

상기 메시지 발생 모듈은 상기 제1 메시지내에 상기 제2 채널 품질 지시자 값을 포함하는, 무선 단말기.

### 청구항 36.

제 34 항에 있어서,

상기 메시지 발생 모듈은 상기 제2 채널 품질 지시자 값을 포함하는 제2 메시지를 발생시키기 위해 기계를 제어하기 위한 기계 실행가능한 명령들을 포함하는, 무선 단말기.

### 청구항 37.

제 34 항에 있어서,

수신된 신호들로부터 섹터 경계에 대해 상대적인 무선 단말기의 위치를 결정하기 위한 수단을 더 포함하는, 무선 단말기.

### 청구항 38.

제 37 항에 있어서, 상기 메시지 발생 모듈은 상기 제1 메시지내에 위치 정보를 포함하는, 무선 단말기.

### 청구항 39.

기지국에 있어서,

무선 단말기로부터 적어도 두 개의 채널 품질 지시자 값들을 수신하기 위한 수신기, 및

상기 무선 단말기에서 원하는 신호 대 잡음비를 달성하기 위해 필요한 전송 파워를 적어도 두 개의 서로 다른 채널 품질 지시자 값들로부터 결정하기 위한 수단을 포함하는, 기지국.

### 청구항 40.

제 39 항에 있어서,

상기 적어도 두 개의 서로 다른 채널 품질 지시자 값들은 동일 시간에 상기 무선 단말기에 의해 이루어진 서로 다른 파워 신호 측정들에 대응하고, 상기 결정된 전송 파워는 상기 적어도 두 개의 채널 품질 지시자 값들의 함수인, 기지국.

### 청구항 41.

제 40 항에 있어서,

상기 적어도 두 개의 채널 품질 지시자 값들로부터 결정된 전송 파워를 사용하여 상기 무선 단말기에 신호를 전송하기 위한 수단을 더 포함하는, 기지국.

#### 청구항 42.

제 41 항에 있어서,

상기 무선 단말기로부터 수신된 단일 메시지로부터 상기 적어도 두 개의 서로 다른 채널 품질 값들을 추출하기 위한 수단을 더 포함하는, 기지국.

#### 청구항 43.

제 41 항에 있어서,

상기 무선 단말기로부터 수신된 두 개의 별개의 메시지들로부터 상기 적어도 두 개의 서로 다른 채널 품질 값들을 추출하기 위한 수단을 더 포함하는, 기지국.

#### 청구항 44.

제 40 항에 있어서,

다중 섹터 셀내에 포함된 제2 경계에 대해 상대적인 무선 단말기의 위치를 나타내는 채널 품질 지시자 정보를 수신하기 위한 수단을 더 포함하는, 기지국.

#### 청구항 45.

제 40 항에 있어서,

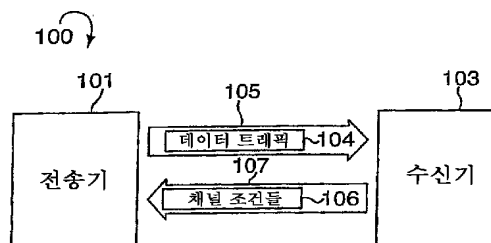
동일 시간에 셀의 복수의 섹터들에 파일럿 신호들을 전송하기 위한 다중-섹터 전송 안테나, 및

셀의 모든 섹터들내로의 파일럿 톤들의 전송이 동일한 톤들의 세트를 사용하고, 섹터들 각각에서 실질적으로 동일한 시간에 전송되도록 동기화된 방식으로 각 섹터내로 파일럿 신호들을 전송하기 위하여 상기 다중 섹터 안테나에 연결된 전송기를 더 포함하고,

상기 무선 단말기는 상기 다수의 섹터들 중 하나내에 배치되는, 기지국.

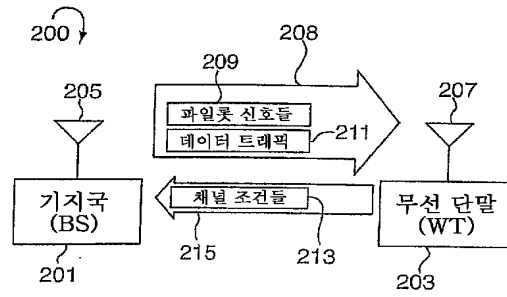
도면

도면 1

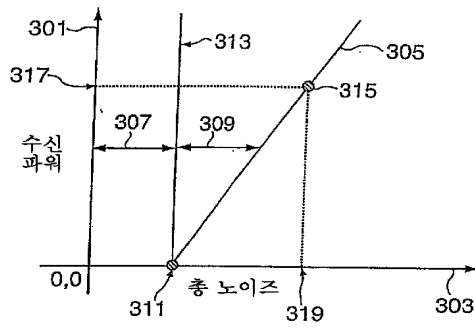




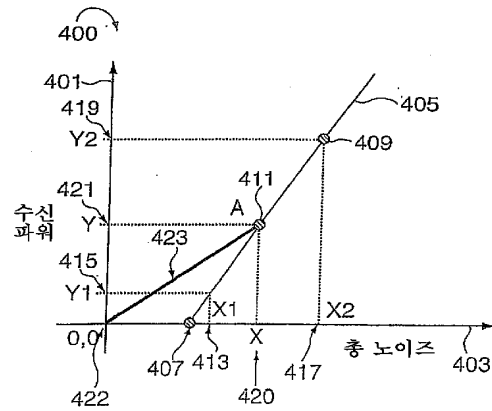
도면2



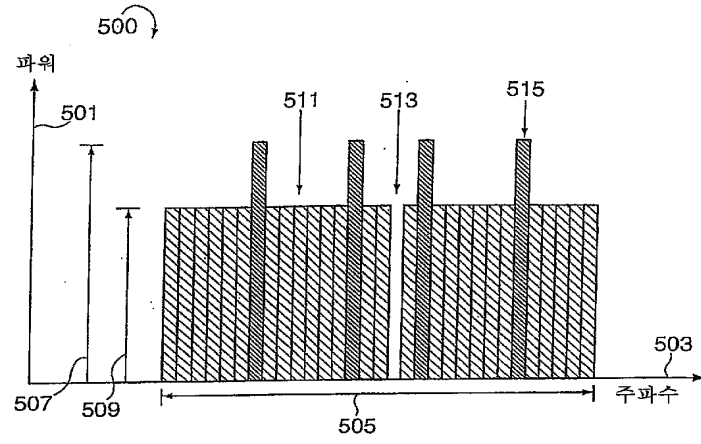
도면3



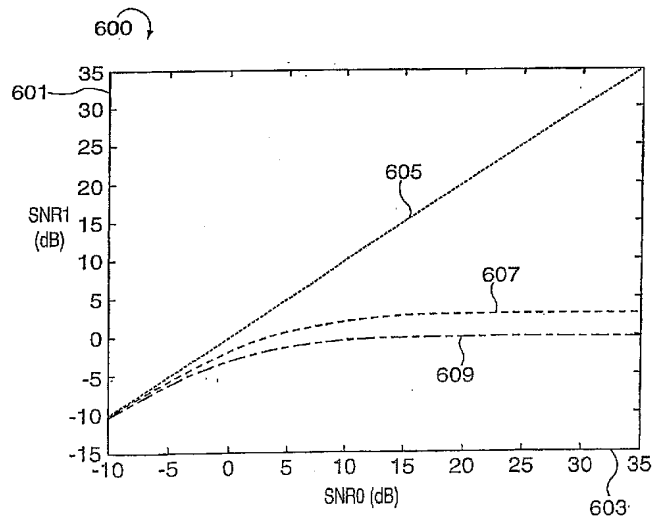
도면4



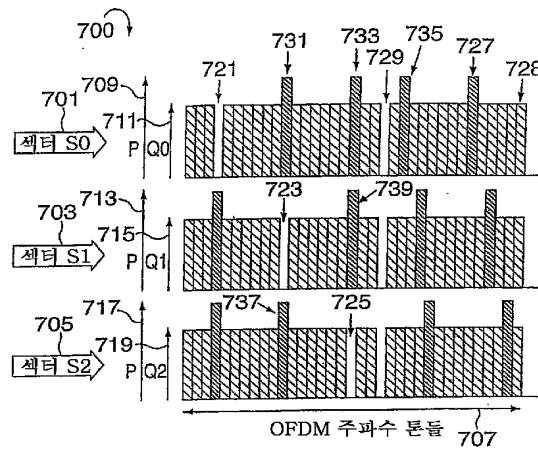
도면5



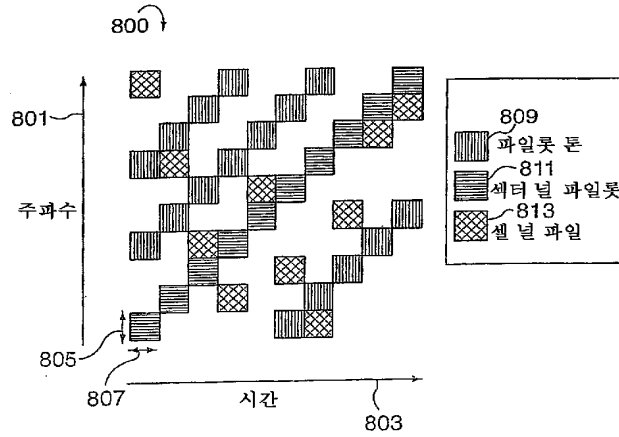
도면6



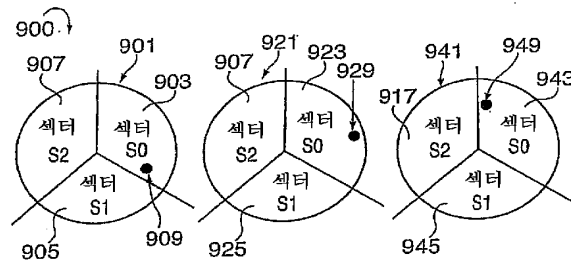
도면7



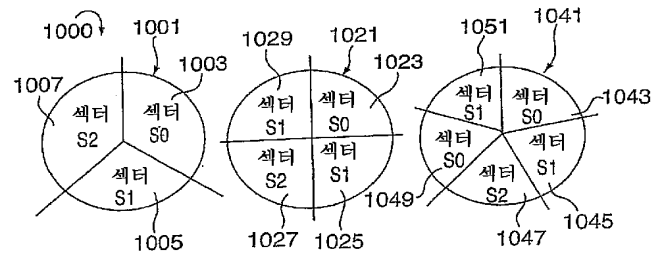
도면8



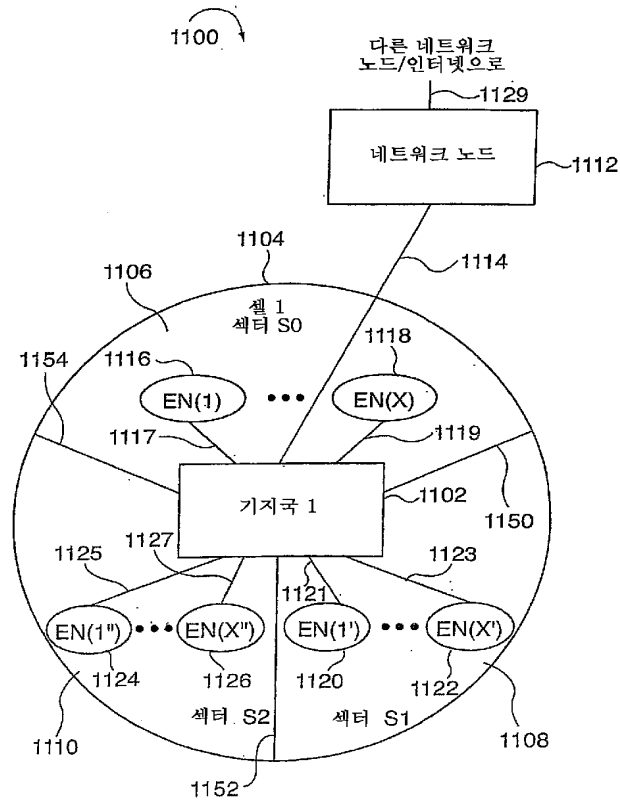
도면9



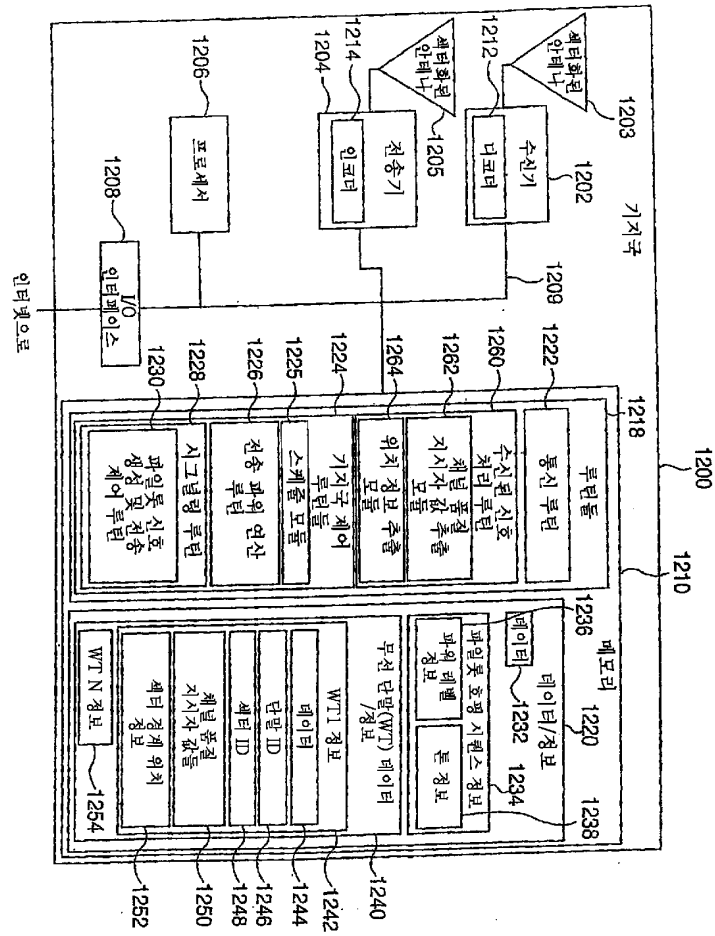
도면10



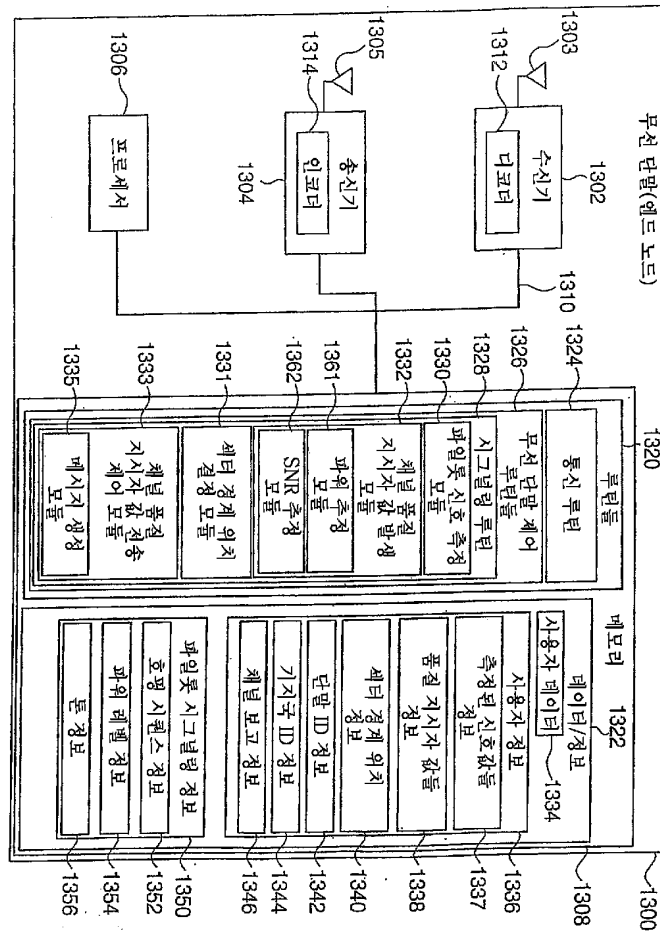
도면11



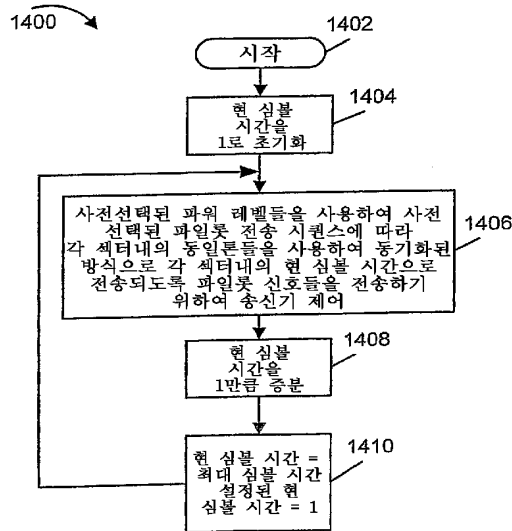
도 2



도면 13



도면 14



도면15

1500

1502 1504 1506 1508 1510

		섹터		
시간	톤	A	B	C
1512 →	1	1	0	-
1514 →	2	0	1	-
1516 →	3	0	0	-
1518 →	4	1	1	-
-	-	-	-	-

도면16

1600

1602 1604 1606 1608 1610

		섹터		
시간	톤	A	B	C
1612 →	1	1	0	1
1614 →	2	0	1	0
1616 →	3	0	0	1
1618 →	4	1	1	1
1620 →	5	0	0	0

도면17

1700

1702 1704 1706 1708 1710

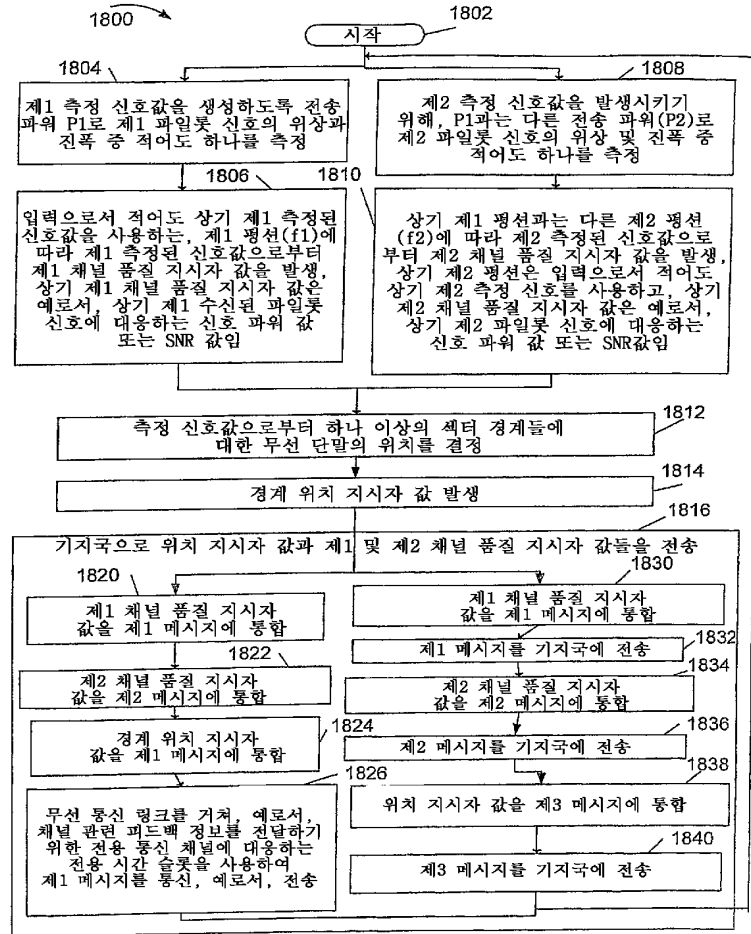
		섹터		
시간	톤	A	B	C
1712 →	1	P1(p1)	P2(p2)	P9(p9)
1714 →	2	P3(p3)	P4(p4)	P10(p10)
1716 →	3	P5(p5)	P6(p6)	P11(p11)
1718 →	4	P7(p7)	P8(p8)	P12(p12)
1720 →	5	P13(0)	P14(0)	P15(0)

도면18

1750

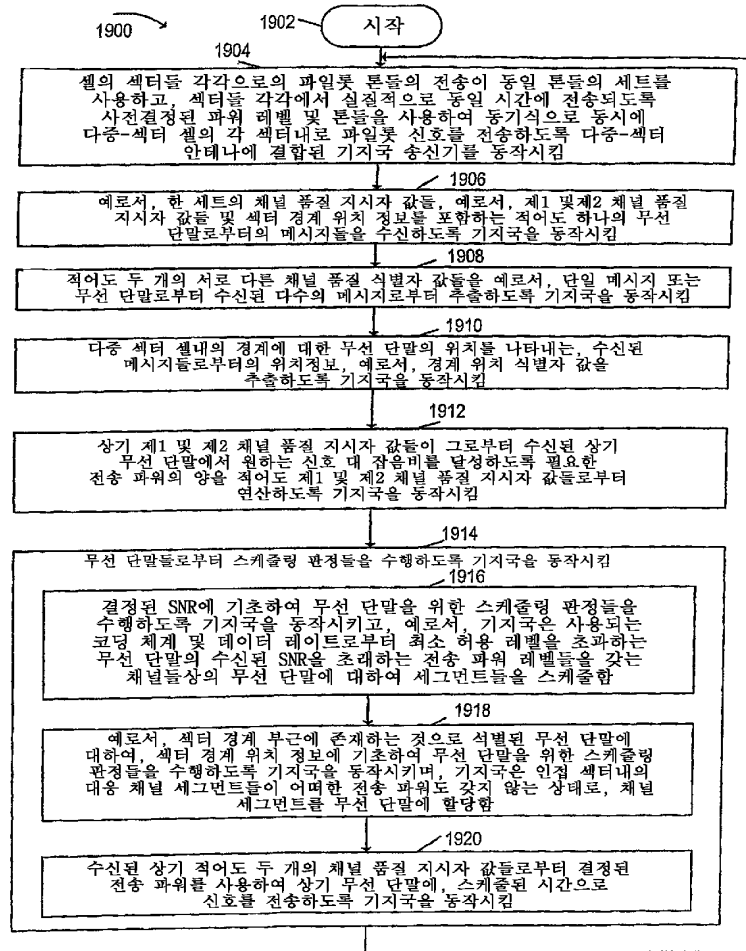
1 심볼 시간			
톤	A	B	C
1	0	0	0
2	1	1	0
3	1	0	1
4	0	1	1
5	1	D	D
6	1	D	D
7	D	1	D
8	D	1	D
9	D	D	1
10	D	D	1

도면19





도면20



RU2181529 (C2)

PUB DATE: 2002-04-20

APPLICANT: SAMSUNG ELECTRONICS CO LTD [KR]

HAS ATTACHED HERETO CORRESPONDING ENGLISH LANGUAGE EQUIVALENT:

WO 9959254

PUB DATE: 18.11.99

APPLICANT: SAMSUNG ELECTRONICS CO LTD [KR]

# DEVICE AND METHOD FOR RECEIVING BASE STATION TRANSMITTED SIGNALS BY MOBILE STATION

Publication number: RU2181529 (C2)

Publication date: 2002-04-20

Inventor(s): CHOJ DZIN VOO [KR]; JOON SOON JANG [KR]; KIM DZONG KHAN [KR]; PARK SU VON [KR]; JEOM DZAE KHEUNG [KR]

Applicant(s): SAMSUNG ELECTRONICS CO LTD [KR]

Classification:

- international: H04B1/707; H04B17/00; H04B7/06; H04B7/26; H04W52/14; H04W52/24; (IPC1-7): H04B7/26

- European: H04B17/00B1S; H04B7/06B1; H04W52/14D; H04W52/24

Application number: RU20000100942 19990513

Priority number(s): KR19980017279 19980513; KR19980017280 19980513

## Abstract of RU 2181529 (C2)

communications engineering. SUBSTANCE: receiving device designed for mobile stations receives signals sent by base station incorporating function of time switched transmission diversity (TSTD). Receiving device multiplexer functions to multiplex channel signals transmitted in TSTD mode. Pilot separator extracts pilot signal from multiplexed channel signals. Channel estimating device generates channel estimate signal by selecting pilot signals transmitted from same transmitter antenna according to TSTD mask of transmitter. Corrector is used to correct channel signals using channel estimate signal for the purpose. EFFECT: enhanced reliability of signal reception. 38 cl, 12 dwg



(19) RU (11) 2 181 529 (13) C2  
(51) МПК<sup>7</sup> H 04 B 7/26

РОССИЙСКОЕ АГЕНТСТВО  
ПО ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

(21), (22) Заявка: 2000100942/09, 13.05.1999

(24) Дата начала действия патента: 13.05.1999

(30) Приоритет: 13.05.1998 KR 1998/17279  
13.05.1998 KR 1998/17280

(43) Дата публикации заявки: 27.11.2001

(46) Дата публикации: 20.04.2002

(56) Ссылки: WO 95/34961 A, 21.12.1995. SU  
1626412 A1, 07.02.1991. JP 1-47057 B4,  
12.10.1989. US 4901307 A, 13.02.1990.

(85) Дата перевода заявки РСТ на национальную  
фазу: 12.01.2000

(86) Заявка РСТ:  
KR 99/00239 (13.05.1999)

(87) Публикация РСТ:  
WO 99/59254 (18.11.1999)

(98) Адрес для переписки:  
129010, Москва, ул. Большая Спасская 25,  
стр.3, ООО "Юридическая фирма Городисский и  
Партнеры", Ю.Д.Кузнецову

(71) Заявитель:  
САМСУНГ ЭЛЕКТРОНИКС КО., ЛТД. (KR)

(72) Изобретатель: ЧОЙ Дзин Вон (KR),  
ЙООН Соон Янг (KR), КИМ Дзюн Хан  
(KR), ПАРК Су Вон (KR), ЙЕОМ Дзэе Хеунг  
(KR)

(73) Патентообладатель:  
САМСУНГ ЭЛЕКТРОНИКС КО., ЛТД. (KR)

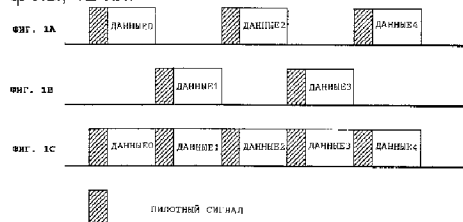
(74) Патентный поверенный:  
Кузнецов Юрий Дмитриевич

(54) УСТРОЙСТВО И СПОСОБ ДЛЯ ПОДВИЖНОЙ СТАНЦИИ ДЛЯ ПРИЕМА СИГНАЛОВ, ПЕРЕДАННЫХ ОТ  
БАЗОВОЙ СТАНЦИИ

(57)

Приемное устройство для подвижной станции принимает сигналы, передаваемые от базовой станции, имеющей функцию коммутируемого по времени разнесения передачи (TSTD). В этом приемном устройстве устройство сжатия сжимает сигналы канала, которые были переданы в режиме работы TSTD. Пилотный сепаратор выделяет пилотный сигнал из сжатых сигналов канала. Устройство оценки канала генерирует сигнал оценки канала путем выбора пилотных сигналов, переданных от одной и той же антенны передатчика согласно

шаблону TSTD передатчика. Компенсатор компенсирует сигналы канала сигналом оценки канала, что и является достигаемым техническим результатом. 6 с. и 32 з.п. ф-лы, 12 ил.



RU 2 181 529 C2

RU 2 181 529 C2



(19) **RU** (11) **2 181 529** (13) **C2**  
(51) Int. Cl.<sup>7</sup> **H 04 B 7/26**

RUSSIAN AGENCY  
FOR PATENTS AND TRADEMARKS

(12) **ABSTRACT OF INVENTION**

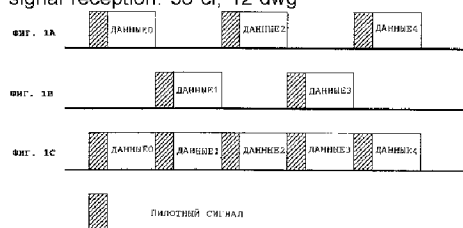
(21), (22) Application: 2000100942/09, 13.05.1999  
(24) Effective date for property rights: 13.05.1999  
(30) Priority: 13.05.1998 KR 1998/17279  
13.05.1998 KR 1998/17280  
(43) Application published: 27.11.2001  
(46) Date of publication: 20.04.2002  
(85) Commencement of national phase: 12.01.2000  
(86) PCT application:  
KR 99/00239 (13.05.1999)  
(87) PCT publication:  
WO 99/59254 (18.11.1999)  
(98) Mail address:  
129010, Moskva, ul. Bol'shaja Spasskaja 25,  
str.3, OOO "Juridicheskaja firma Gorodisskij  
i Partnery", Ju.D.Kuznetsovu

(71) Applicant:  
SAMSUNG EhLEKTRONIKS KO., LTD. (KR)  
(72) Inventor: ChOJ Dzin Voo (KR),  
JOON Soon Jang (KR), KIM Dzong Khan  
(KR), PARK Su Von (KR), JEOM Dzae Kheung  
(KR)  
(73) Proprietor:  
SAMSUNG EhLEKTRONIKS KO., LTD. (KR)  
(74) Representative:  
Kuznetsov Jurij Dmitrievich

(54) **DEVICE AND METHOD FOR RECEIVING BASE STATION TRANSMITTED SIGNALS BY MOBILE STATION**

(57) Abstract:  
FIELD: communications engineering.  
SUBSTANCE: receiving device designed for mobile stations receives signals sent by base station incorporating function of time switched transmission diversity (TSTD). Receiving device multiplexer functions to multiplex channel signals transmitted in TSTD mode. Pilot separator extracts pilot signal from multiplexed channel signals. Channel estimating device generates channel estimate signal by selecting pilot signals transmitted from same transmitter antenna according to TSTD mask of transmitter.

Corrector is used to correct channel signals using channel estimate signal for the purpose. EFFECT: enhanced reliability of signal reception. 38 cl, 12 dwg



RU 2 181 529 C2

RU 2 181 529 C2

## 1. Область изобретения

Настоящее изобретение относится в общем к системам подвижной связи, а в частности, к устройству и способу для подвижной станции для приема сигналов, передаваемых от базовой станции, имеющей функцию разнесения передачи.

## 2. Описание родственной техники

В типовой системе подвижной связи базовая станция и подвижная станция каждая имеет одну антенну, чтобы обмениваться данными друг с другом. В такой конструктивной конфигурации, когда происходит замирание канала передачи в таких обстоятельствах, как наличие здания между подвижной станцией и базовой станцией, качество связи ухудшается. Чтобы противодействовать возникновению этого явления, обычно используется техника разнесения. Техника разнесения улучшает характеристику системы подвижной связи.

Чтобы передавать сигнал от подвижной станции к базовой станции через обратный канал, может быть использована техника разнесения приемника, в которой устанавливается множество приемных антенн на базовой станции. Кроме того, для передачи сигналов от базовой станции к подвижной станции через прямой канал возможно использовать технику разнесения передачи для передачи сигналов через множество передающих антенн, установленных на базовой станции. Там, где базовая станция имеет функцию разнесения передачи, подвижная станция может использовать только одну антенну для эффекта разнесения.

На практике, однако, трудно установить множество приемных антенн на маленькой подвижной станции, чтобы конфигурировать подвижную станцию к оптимальному выполнению использования техники разнесения приемника во время связи на прямом канале. Даже хотя приемные антенны могут быть установлены на подвижной станции, малый размер подвижной станции ограничивает расстояние между приемными антеннами, и поэтому уменьшает результат разнесения. Кроме того, когда множество антенн установлено на подвижной станции, необходимо обеспечить отдельные схемы для приема сигналов прямого канала и передачи сигналов обратного канала через соответствующие антенны, что вызывает увеличение размера и стоимости подвижной станции. По этим причинам система подвижной связи обычно использует технику разнесения передачи чаще, чем технику разнесения приемника.

### Краткое описание изобретения

Поэтому задачей настоящего изобретения является создание приемного устройства и способа для подвижной станции для приема сигналов, передаваемых от базовой станции, имеющей функцию коммутлируемого по времени разнесения передачи - КВРП (TSTD).

Другой задачей настоящего изобретения является создание приемного устройства и способа для подвижной станции для приема сигналов, передаваемых от базовой станции через множество антенн, путем использования одной приемной антенны.

Еще одной задачей настоящего изобретения является создание устройства и способа для подвижной станции для приема

сигнала TSTD и сигнала не-TSTD, передаваемых от базовой станции, и оценки условий канала для соответствующих трактов согласно режимам работы.

Еще одной задачей настоящего изобретения является создание устройства и способа для подвижной станции для оценки мощности приема сигналов, передаваемых от базовой станции, имеющей функцию TSTD.

Еще одной задачей настоящего изобретения является создание устройства и способа для подвижной станции для оценки мощности приема сигнала TSTD и сигнала не-TSTD, передаваемых от базовой станции, имеющей функцию TSTD.

Эти и другие задачи реализуются настоящим изобретением, где созданы устройство и способы для подвижной станции для приема и обработки данных, передаваемых в функции коммутлируемого по времени разнесения передачи (TSTD) от базовой станции.

В соответствии с одним аспектом настоящего изобретения, приемное устройство для системы подвижной связи включает устройство сжатия для сжатия канальных сигналов, которые были переданы в режиме работы коммутлируемого по времени разнесения передачи (TSTD); пилотный сепаратор для выделения пилотного сигнала из сжатых канальных сигналов; устройство оценки канала для генерации сигнала оценки канала путем выбора пилотных сигналов, переданных от одной и той же антенны передатчика согласно шаблону TSTD передатчика; и компенсатор для компенсации сигналов канала сигналом оценки канала.

В соответствии с другим аспектом настоящего изобретения, приемное устройство для системы подвижной связи включает устройство сжатия для сжатия канальных сигналов, которые были переданы в режиме работы коммутлируемого по времени разнесения передачи (TSTD); пилотный сепаратор для выделения пилотного сигнала из сжатых канальных сигналов; устройство оценки мощности сигнала для генерации сигнала оценки мощности сигнала путем выбора пилотных сигналов, переданных от одной и той же антенны передатчика согласно шаблону TSTD передатчика; устройство оценки мощности помех для генерации сигнала оценки мощности помех от сигналов канала, переданных в режиме работы TSTD; и решающее устройство для вычисления мощности принятого сигнала путем обработки сигнала оценки мощности сигнала и сигнала оценки мощности помех.

### Краткое описание чертежей

Фиг. от 1А до 1С есть схемы, иллюстрирующие различные форматы данных, передаваемых от базовой станции;

фиг. 2 есть схема, иллюстрирующая структуру группы данных, передаваемой от базовой станции;

фиг. 3 есть схема, иллюстрирующая приемник для подвижной станции, который принимает данные, передаваемые от базовой станции, согласно первому воплощению настоящего изобретения;

фиг. от 4А до 4Г есть схемы, иллюстрирующие форматы данных, имеющих место на соответствующих элементах приемника с фиг. 3;

фиг. 5 есть схема, иллюстрирующая

пилотный сепаратор с фиг.3;

фиг.6 есть схема, иллюстрирующая элемент задержки с фиг.3;

фиг. 7 есть схема, иллюстрирующая устройство оценки канала с фиг.3, согласно первому воплощению;

фиг. 8 есть схема, иллюстрирующая устройство оценки канала с фиг.3, согласно второму воплощению;

фиг.9 есть схема, иллюстрирующая приемник для подвижной станции для приема данных, передаваемых от базовой станции, согласно второму воплощению настоящего изобретения;

фиг. 10 есть схема, иллюстрирующая устройство оценки мощности сигнала с фиг.9;

фиг. 11A есть схема, иллюстрирующая устройство оценки мощности помех с фиг.9, согласно первому воплощению;

фиг. 11B есть схема, иллюстрирующая устройство оценки мощности помех с фиг.9, согласно второму воплощению; и

фиг. 12 есть схема, иллюстрирующая устройство для оценки приемной мощности принятого сигнала TSTD приемника с фиг.9.

Подробное описание предпочтительных воплощений

Предпочтительные воплощения настоящего изобретения будут описаны здесь далее со ссылкой на сопровождающие чертежи. В последующем описании хорошо известные конструкции или функции не будут описываться подробно, так чтобы не загромождать настоящее изобретение.

Термин "интерполяция", как он используется здесь, относится к операции оценки значений в нескольких временных промежутках в предопределенном интервале времени с использованием множества значений, определенных в течение этого предопределенного интервала времени.

Приемное устройство и способы для подвижной станции, согласно настоящему изобретению, принимают и обрабатывают данные, передаваемые в функции коммутируемого по времени разнесения передачи (TSTD) от базовой станции. Здесь настоящее изобретение будет описано со ссылкой к каналу, который передает информацию от базовой станции. Однако, предполагается, что, когда передающее устройство для системы подвижной связи передает сигналы на общем канале и/или выделенном канале в режиме работы TSTD, приемное устройство на базовой станции системы подвижной связи может принимать сигнал TSTD, передаваемый в режиме работы TSTD, согласно воплощениям настоящего изобретения.

Фиг. от 1A до 1C иллюстрируют форматы данных, выдаваемых из передатчика базовой станции. Здесь предполагается, что базовая станция с функцией TSTD имеет две антенны, ANT1 и ANT2. Более конкретно, фиг.1A иллюстрирует формат данных, выдаваемых от передающей антенны ANT1 базовой станции; фиг.1B - формат данных, выдаваемых от передающей антенны ANT2 базовой станции; фиг.1C - формат данных, выдаваемых из базовой станции, не использующей функцию TSTD, т. е. не-TSTD базовой станции. Как это используется здесь, слово "данные" включает не только действительные данные, такие как пакетные данные, но также все виды информации,

которая передается в системе подвижной связи.

Как далее видно из фиг. от 1A до 1C, функция TSTD, осуществляемая в данных, передается путем попеременного использования передающих антенн. Например, когда данные передаются с использованием множества антенн, как показано на фиг. 1A и 1B, даже если подвижная станция имеет малую возможность приема сигнала (или данных) из-за плохих условий в канале для сигнала, передаваемого от одной антенны, следующий сигнал может быть передан через другой нормальный канал с использованием другой антенны, таким образом предотвращается уменьшение вероятности приема. Поэтому последовательно принимаемые данные могут меньше зависеть от условий канала.

Обычно используется множество антенн, чтобы передавать данные, используя функцию TSTD. Для упрощения, однако, здесь предполагается, что базовая станция передает данные, используя две передающие антенны в режиме работы TSTD. Кроме того, предполагается, что четно-номерованные группы данных передаются, используя первую антенну ANT1, как показано на фиг.1A, а нечетно-номерованные группы данных передаются, используя вторую антенну ANT2, как показано на фиг.1B.

Как показано на фиг.1A и 1B, пока первая антенна ANT1 передает четно-номерованную группу данных, вторая антенна ANT2 не передает данные. После того, как первая антенна ANT1 завершает передачу четно-номерованной группы данных, вторая антенна ANT2 передает нечетно-номерованную группу данных, в то время как первая антенна ANT1 не передает данные. Такая технология передачи данных называется функцией TSTD. В режиме работы TSTD данные в общем передаются путем коммутации двух или более антенн. Хотя настоящее изобретение будет описано со ссылкой к воплощению, в котором передатчик передает данные, используя две антенны, путем последовательной коммутации по времени, возможно также для передатчика иметь три или более антенн для выполнения способа передачи данных TSTD путем использования шаблона TSTD, предопределенного между базовой станцией и подвижной станцией, а не последовательной коммутации по времени.

Фиг. 1C иллюстрирует формат данных, передаваемых от базовой станции с использованием единственной антенны без использования функции TSTD. Как показано, все группы данных передаются через одну антенну.

Фиг.2 иллюстрирует структуру группы данных, передаваемой от базовой станции, имеющей функцию TSTD. Как показано, каждая группа данных, передаваемая от базовой станции, имеющей функцию TSTD, состоит из пилотных символов, бита управления мощностью (PCB) и данных. Пилотные символы используются для оценки канала, оценки мощности и быстрого захвата. Информация, передаваемая через пилотные символы, известна как базовой станции, так и подвижной станции. То есть, пилотные символы передаются как все "0" или все "1". Бит управления мощностью, передаваемый

от базовой станции, регулирует мощность передачи подвижной станции. "Данные" относятся к битам данных (или сигналами данных), передаваемым от базовой станции. Здесь блок, состоящий из пилотных символов, бита управления мощностью и данных, называется "блоком данных".

А. Первое воплощение

Фиг.3 иллюстрирует приемник для подвижной станции для приема данных, передаваемых от базовой станции, поддерживающей функцию TSTD, согласно первому воплощению настоящего изобретения. Приемник с фиг.3 предназначен принимать данные, передаваемые как в режиме работы TSTD, так и в режиме работы не-TSTD. Приемник для подвижной станции включает N панелей 301 - 30N. Для удобства описание будет сделано, концентрируясь только на одной панели. Кроме того, хотя каждая панель обрабатывает сигналы путем разделения их на сигналы I-канала и сигналы Q-канала, описание здесь выполнено для процесса приема сигналов без разделения сигналов согласно каналам, для целей упрощения. Каждая панель имеет два тракта для сигналов I-канала и сигналов Q-канала.

Как видно на фиг.3, коммутатор 310 выбирает сигнал, выходящий от демодулятора (не показан) в предшествующей ступени вывода 301. Устройство сжатия PN (псевдо-шума) 311 умножает выбранный сигнал на PN последовательность, чтобы сжать выбранный сигнал. Для PN устройства сжатия 311 может быть использовано комплексное устройство сжатия PN. Ортогональное устройство сжатия 312 умножает сигналы, выходящие из PN устройства сжатия 311, на ортогональный код, чтобы выделить сигнал для соответствующей панели из выходных сигналов PN устройства сжатия 311. Здесь в качестве ортогонального кода может быть использован код Уолша. Блок суммирования и выдачи 313 суммирует и выдает (или накапливает) сигналы, выходящие из ортогонального устройства сжатия 312. Пилотный сепаратор 314 выделяет пилотные сигналы и сигналы данных из сигналов, выдаваемых из блока суммирования и выдачи 313. Устройство оценки канала 316 принимает пилотные сигналы, выделенные пилотным сепаратором 314, и оно устанавливается в режим TSTD или режим работы не-TSTD, согласно сигналу флага TSTD, выдаваемому из контроллера (не показан). Устройство оценки канала 316 анализирует пилотные сигналы, выдаваемые из пилотного сепаратора 314 согласно установленному режиму работы, чтобы оценить канал. Устройство сопряжения 318 сопрягает выходной сигнал устройства оценки канала 316.

Элемент задержки 315 принимает сигналы данных, выдаваемые из пилотного сепаратора 314, и устанавливается в режим работы TSTD или не-TSTD согласно сигналу флага TSTD, выдаваемому из контроллера. Элемент задержки 315 задерживает данные на одну группу данных в режиме не-TSTD и на количество групп данных, соответствующее количеству используемых антенн в режиме работы TSTD. Умножитель 319 умножает сигналы данных, выдаваемые из элемента задержки 315, на сопряженный сигнал оценки канала, выдаваемый из устройства

сопряжения 318, чтобы генерировать выходной сигнал соответствующей панели 301. Элемент задержки 315 и умножитель 319 составляют компенсатор канала.

Объединитель 320 объединяет выходы F1 - FN соответствующих панелей 301 - 30N. Мультиплексор 321 мультиплексирует двух-канальные сигналы сигнала I-канала и сигнала Q-канала, выдаваемые из объединителя 320, в одноканальные сигналы (т. е. один поток бит). Устройство обращенного перемежения 322 восстанавливает первоначальную последовательность выходного сигнала мультиплексора 321, чтобы преобразовать сигналы, перемеженные в базовой станции, в первоначальное расположение. Дешифратор 323 декодирует выходной сигнал устройства обращенного перемежения 322, чтобы преобразовать данные, закодированные в передатчике, в первоначальные данные.

Фиг. от 4A до 4G иллюстрируют форматы данных, имеющие место на соответствующих элементах в приемнике с фиг.3; данных, передаваемых от базовой станции в режиме работы TSTD. Более конкретно, фиг.4A и 4B показывают данные, передаваемые от одного и того же передатчика путем попеременного подключения антенн ANT1 и ANT2. Как отмечено выше, когда антенна ANT1 передает данные, антенна ANT2 не передает данные, и наоборот.

Фиг. 4C показывает формат данных, выдаваемых из блока суммирования и выдачи 313. Как показано, данные, принимаемые приемником, включают не только данные для пользователя приемника, но также данные для других пользователей. Путем корреляции данных, принятых в приемнике, заданным PN кодом и заданным кодом Уолша, данные для других пользователей удаляются, и остаются только данные для пользователя этого приемника. На фиг.4A четно-нумерованные группы данных (или блоки) DATA0, DATA2, DATA4... передаются от передатчика, используя антенну ANT1. На фиг.4B нечетно-нумерованные группы данных (или блоки) DATA1, DATA3,... передаются от передатчика, используя антенну ANT2. Хотя передатчик передает данные, используя разные антенны, приемник принимает данные, используя одну антенну, так что принятые данные могут иметь формат с фиг.4C.

Фиг.4D и 4E показывают форматы данных, выдаваемые из пилотного сепаратора 314. Более конкретно, фиг.4D показывает формат данных, входящих в элемент задержки 315, а фиг.4E - формат данных, входящих в устройство оценки канала 316. Кроме того, фиг.4F и 4G показывают форматы данных, поступающих в умножитель 319. Более конкретно, фиг.4F показывает формат данных, выдаваемых из элемента задержки 315, а фиг.4G - формат данных, выдаваемых из устройства сопряжения 318. Данные с фиг.4F умножаются в умножителе 319 на данные с фиг. 4G, и умножитель 319 выдает величину компенсации искажения канала. Здесь искажение канала имеет место, когда данные передачи проходят через канал.

Со ссылкой на фиг. от 4A до 4G теперь будет дано описание работы приемника для подвижной станции с фиг.3. Устройство сжатия PN 311 включает генератор PN кода и



сжимает PN принятый сигнал. Ортогональное устройство сжатия 312 включает генератор кода Уолша и ортогонально сжимает PN сжатый сигнал. Устройство PN сжатия 311, устройство ортогонального сжатия 312 и блок суммирования и выдачи 313 составляют коррелятор. Устройство сжатия 311 и 312 умножают смешанные сигналы для множества пользователей на используемые в передатчике для пользователя приемника PN код и код Уолша. Блок суммирования и выдачи 313 суммирует и выдает сигналы, умноженные на PN код и код Уолша в устройствах сжатия 311 и 312, в течение predetermined длительности. В процессе суммирования и выдачи сигналы для других пользователей удаляются, и остается только сигнал для предназначенного пользователя.

Поэтому коррелятор последовательно принимает сигналы, передаваемые от антенн ANT1 и ANT2 передатчика, и выдает сигналы с фиг.4С путем PN сжатия, ортогонального сжатия и суммирования и выдачи. Сигнал, выдаваемый из коррелятора, подается к пилотному сепаратору 314. Пилотный сепаратор 314 выделяет пилотные сигналы и сигналы данных из выходных сигналов коррелятора и подает пилотные сигналы к устройству оценки канала 316, а сигналы данных к элементу задержки 315.

На фиг.5 показан пилотный сепаратор 314, который выделяет пилотные символы, расположенные в ведущей части каждого блока данных с фиг.4С, который выдается из блока суммирования и выдачи 313. На этом чертеже коммутатор 511 выделяет пилотные сигналы с фиг.4Е из принятых сигналов с фиг.4С и подает выделенные пилотные сигналы к сумматору 513, который суммирует и выдает пилотные сигналы, выходящие от коммутатора 511.

Тем временем по приему сигналов данных с фиг.4D после завершения выделения пилотных сигналов с фиг.4Е коммутатор 511 присоединяется к элементу задержки 315, чтобы выделить сигналы данных с фиг.4D из пилотных сигналов. Таким образом, сумматор 513 суммирует и выдает пилотные сигналы, выделенные из блока данных, имеющего структуру с фиг.2, и подает его выход к устройству оценки канала 316. Более того, коммутатор 511 подает выделенные сигналы данных, следующие за пилотными сигналами, к элементу задержки 315.

Элемент задержки 315 затем задерживает сигналы данных, выделенные пилотным сепаратором 314, согласно сигналу флага TSTD. То есть, элемент задержки 315 задерживает сигналы данных на одну группу данных, когда сигнал флага TSTD обозначает режим не-TSTD. Альтернативно, элемент задержки 315 задерживает сигналы данных на количество блоков данных, соответствующее количеству антенн, используемых для передатчика, когда сигнал флага TSTD обозначает режим TSTD. Элемент задержки 315 может быть сконструирован, как показано на фиг.6.

Как показано на фиг. 6, на элемент задержки 315 подается сигнал флага TSTD от контроллера. Когда функция TSTD не используется (флаг = NOTSTD), коммутатор 615 присоединяется к выходу буфера 611. Альтернативно, когда функция TSTD используется (флаг = TSTD), коммутатор 615

присоединяется к выходу буфера 613. Буферы 611 и 613 каждый могут хранить один блок данных и задерживают данные, записанные в них, пока не будет получен следующий блок данных. По получении следующего блока данных буферы 611 и 613 выдают все данные, записанные в них, в этот момент. То есть, пока следующий блок данных не будет получен, присутствующие блоки данных записаны в соответствующих буферах.

Таким образом, принятые сигналы данных задерживаются на один блок данных, когда функция TSTD не используется (флаг = NOTSTD). Однако, когда функция TSTD используется (флаг = TSTD), принятые сигналы данных задерживаются на два блока данных. То есть, пока устройство оценки канала 316 оценивает канал, элемент задержки 315 задерживает сигналы данных с фиг.4D, выделенные пилотным сепаратором 314, и выдает задержанный сигнал данных с фиг.4F.

Устройство оценки канала 316 с фиг.3 принимает пилотные сигналы с фиг. 4Е, выдаваемые от пилотного сепаратора 314. Когда флаг TSTD обозначает функцию не-TSTD (флаг = NOTSTD), устройство оценки канала 316 оценивает условия только одного канала. Однако, когда флаг TSTD обозначает функцию TSTD (флаг = TSTD), устройство оценки канала 316 оценивает столько каналов, каково количество передающих антенн. Сопряжение в общем означает операцию изменения на обратный знаков только мнимой части комплексного числа. То есть, когда мнимая часть комплексного выходного сигнала устройства оценки канала 316 есть положительная величина, устройство сопряжения 318 изменяет знак только мнимой части на отрицательную величину. Альтернативно, когда мнимая часть есть отрицательное число, устройство сопряжения 318 изменяет знак только мнимой части на положительное число.

Умножитель 319 затем умножает сигнал данных, выдаваемый из элемента задержки 315, на сигнал оценки канала, выдаваемый из устройства сопряжения 318, чтобы таким образом компенсировать искажение канала, происходящее, пока сигнал данных проходит через канал. Вышеописанные элементы 311 - 319 составляют приемник для одного тракта. Фиг.3 иллюстрирует приемники для N трактов с предположением, что сигналы принимаются через N трактов.

Объединитель 320 объединяет сигналы, принятые через соответствующие тракты. Как утверждалось выше, входные сигналы к элементам 311 - 319 и выходные сигналы из них являются комплексными сигналами. Поэтому выходной сигнал объединителя 320 тоже есть комплексный сигнал, так что выходной сигнал объединителя 320 может быть разделен на действительную часть и мнимую часть. Мультиплексор 321 затем мультиплексирует действительный сигнал и мнимый сигнал, выдаваемые из объединителя 320, чтобы преобразовать их в один поток данных. Устройство обращенного перемежения 322 восстанавливает первоначальную последовательность выходного сигнала мультиплексора 321, чтобы восстановить последовательность бит данных, которые были перемежены в

передатчике для преодоления ошибки пакета, в первоначальную последовательность. Дешифратор 323 декодирует выходной сигнал устройства обратного перемежения 322, чтобы восстановить декодированные сигналы, используя код с коррекцией ошибок, который был использован в передатчике для преодоления ошибок, происходящих во время передачи.

Фиг.7 иллюстрирует устройство оценки канала 316 с фиг.3 согласно первому воплощению, в случае, где функция TSTD осуществлена с использованием двух антенн. Устройство оценки канала 316 принимает пилотные сигналы с фиг.4Е, которые были выделены и суммированы пилотным сепаратором 314. Также на устройство оценки канала 316 подан сигнал флага TSTD, выдаваемый из непоказанного контроллера. Когда функция TSTD не используется (флаг = NOTSTD), коммутатор 716 в устройстве оценки канала присоединен к умножителю 714. Однако, когда функция TSTD используется (флаг = TSTD), коммутатор 716 присоединен к умножителю 715. Буферы 711 и 712 каждый хранят суммированные и выдаваемые значения для пилотных сигналов, включенные в один блок данных, и задерживают их до тех пор, пока не будут приняты суммированные и выдаваемые значения для пилотных сигналов, включенные в следующий блок данных.

Когда функция TSTD не используется (флаг = NOTSTD), сигналы, передаваемые от передатчика, имеют формат с фиг.1С, и коммутатор 716 подключен к умножителю 714. Поэтому, когда пилотные сигналы для принимаемого в настоящее время блока данных суммируются и выдаются, это значение линейно объединяется с суммированными и выдаваемыми значениями для пилотных сигналов в предыдущем принятом блоке данных, чтобы оценить искажение канала, полученное, пока предыдущие принятые данные, записанные в элементе задержки 315, проходят через канал. В результате, когда сигналы передаются без использования функции TSTD, устройство оценки канала 316 задерживает принятые пилотные сигналы на один блок данных.

Дополнительно, умножитель 713 умножает суммированные и выданные значения для пилотного сигнала в принимаемом в настоящее время блоке данных на первую последовательность коэффициентов  $C_0(m)$ , а умножитель 714 умножает суммированные и выданные значения для пилотного сигнала в предварительно принятом блоке данных на вторую последовательность коэффициентов  $C_1(m)$ . Сумматор 718 суммирует выходные значения умножителей 713 и 714. Соответственно, когда функция TSTD не используется, выходное значение сумматора 718 становится величиной оценки искажения канала для данных, включенных в предыдущий блок данных.

Однако, когда передатчик передает сигналы, используя функцию TSTD (флаг = TSTD), передаваемые сигналы имеют форматы с фиг.4А и 4В. Здесь, как было сказано выше, передатчик использует две передающие антенны, чтобы выполнять функцию TSTD. Хотя блоки данных передаются в форматах с фиг.4А и 4В,

коррелятор в приемнике, имеющем одну антенну, принимает блоки данных в формате с фиг. 4С и сжимает принятые данные, чтобы извлечь данные канала для соответствующего пользователя.

На фиг. 4С, поскольку четно-нумерованные блоки данных DATA0, DATA2 и DATA4 и нечетно-нумерованные блоки данных DATA1 и DATA3 передаются с использованием двух разных антенн, оценка канала должна выполняться отдельно для четно-нумерованных блоков данных и нечетно-нумерованных блоков данных. То есть, оценка канала для четно-нумерованных блоков данных должна быть выполнена с использованием пилотных сигналов в четно-нумерованных блоках данных. Так, принятые пилотные сигналы должны быть задержаны, используя два буфера 711 и 712, до тех пор, пока пилотные сигналы в следующем четно-нумерованном блоке не будут приняты для оценки канала. Коммутатор 716 затем присоединяется к умножителю 715.

В то время, как коммутатор 716 присоединен к умножителю 715, умножитель 713 умножает суммированные и выдаваемые значения для пилотных сигналов в текущем принимаемом блоке данных на первую последовательность коэффициентов  $C_0(m)$ , а умножитель 715 умножает суммированные и выдаваемые величины для пилотных сигналов в предыдущем принятом блоке данных на третью последовательность коэффициентов  $C_2(m)$ . То есть, если текуще принимаемый блок данных есть четно-нумерованный блок данных, суммированные и выдаваемые значения для пилотных сигналов в текуще принимаемом блоке данных и предыдущий принятый четно-нумерованный блок данных умножаются на первую и третью последовательности коэффициентов  $C_0(m)$  и  $C_2(m)$ , соответственно. Альтернативно, если текуще принимаемый блок данных есть нечетно-нумерованный блок данных, суммированные и выдаваемые значения для пилотных сигналов в текуще принимаемом блоке данных и предыдущий принятый нечетно-нумерованный блок данных умножаются на первую и третью последовательности коэффициентов  $C_0(m)$  и  $C_2(m)$ , соответственно.

Сумматор 718 складывает выходные сигналы умножителей 713 и 715, и выход сумматора 718 становится величиной оценки искажения канала для данных, включенных в предыдущий четно-нумерованный или нечетно-нумерованный блок данных. Первая, вторая и третья последовательности коэффициентов  $C_0(m)$ ,  $C_1(m)$  и  $C_2(m)$  для умножителей 713, 714 и 715, соответственно, являются последовательностями коэффициентов, используемыми для оценки величин промежутков и определения размера (т.е. длины) последовательностей коэффициентов в зависимости от количества позиций данных в блоке данных. Поэтому канал может быть оценен согласно позициям данных в принятом блоке данных. Когда сигналы передаются с использованием функции TSTD, промежуток между двумя значениями для суммированных и выдаваемых пилотных сигналов отличается

от случая, где функция TSTD не используется. Поэтому первая, вторая и третья последовательности коэффициентов  $C_0(m)$ ,  $C_1(m)$  и  $C_2(m)$  для умножителей 713, 714 и 715, соответственно, должны быть изменены.

Фиг.8 иллюстрирует устройство оценки канала 316 с фиг.3 согласно второму воплощению. Как описано выше со ссылкой на фиг.7, оценка канала выполняется для соответствующих позиций данных путем выполнения линейной операции с использованием двух суммированных и выдаваемых величин для пилотных сигналов. Однако, на фиг.8 оценка канала выполняется для соответствующих позиций данных путем выполнения линейной операции с использованием  $M$  суммированных и выдаваемых величин для пилотных сигналов.

Хотя способы оценки канала, использующие устройства оценки канала, описанные здесь со ссылкой на фиг.7 и 8, теоретически идентичны друг другу, они выполнены по-разному. На фиг.7 буферы 711 и 712 имеют одинаковые размер буфера и время задержки. Однако, на фиг.8 обеспечен контроллер размера буфера (или длины) 811 для управления буферами 812 - 817. То есть, когда устройство оценки канала 316 принимает сигнал флага (флаг = NOTSTD), представляющий, что функция TSTD не используется, контроллер размера буфера 811 записывает суммированные и выдаваемые значения для пилотных сигналов в настоящем блоке данных в буферах 812-817 и выдает записанные величины по приему суммированных и выдаваемых значений для пилотных сигналов в следующем блоке данных, чтобы записать суммированные и выдаваемые величины пилотных сигналов в следующем блоке данных в буферы 812-817.

Однако, по получении сигнала флага (флаг = TSTD), представляющего, что функция TSTD используется, контроллер размера буфера 811 записывает две величины, определяемые путем суммирования и выдачи пилотных сигналов в буферах 812 - 817, и выдает первое входное значение из двух значений по получении суммированного и выдаваемого значения для пилотных сигналов в следующем блоке данных, чтобы записать суммированные и выдаваемые значения для пилотных сигналов во вновь принимаемом блоке данных. Таким образом, устройство оценки канала 316 может получить тот же результат, как устройство на фиг.7, которое использует коммутатор. Кроме того, размер последовательности коэффициентов для умножителей 818-823 зависит от количества позиций данных в блоке данных. Более того, как в случае с фиг.7, размер последовательности коэффициентов в случае, где функция TSTD не используется, должен быть отличным от такового в случае, где функция TSTD используется.

В. Второе воплощение

Фиг. 9 иллюстрирует приемник для подвижной станции для приема данных, передаваемых от базовой станции, поддерживающей функцию TSTD, согласно второму воплощению настоящего изобретения. Приемник с фиг.9 предназначен принимать данные как в режиме работы TSTD, так и в режиме работы не-TSTD.

Приемник для подвижной станции включает  $N$  панелей 901-90N. Для удобства описание здесь сосредоточено только на одной панели. Кроме того, хотя каждая панель обрабатывает сигналы путем разделения их на сигналы I-канала и сигналы Q-канала, здесь дано описание процесса приема сигналов без разделения сигналов согласно каналам, для целей упрощения. Каждая панель имеет два тракта для сигналов I-канала и сигналов Q-канала.

Как далее показано на фиг.9, коммутатор 910 выбирает сигнал, выдаваемый из демодулятора (не показан), расположенного в предыдущей ступени вывода 901. PN (псевдослучайное) устройство сжатия 911 умножает выбранный сигнал на PN последовательность, чтобы сжать выбранный сигнал. Комплексное PN устройство сжатия может быть использовано для PN устройства сжатия 911. Ортогональное устройство сжатия 912 умножает сигналы, выдаваемые из PN устройства сжатия 911, на соответствующий ортогональный код для того, чтобы выделить сигнал для соответствующей панели из выходных сигналов PN устройства сжатия 911. Здесь для ортогонального кода может быть использован код Уолша. Блок суммирования и выдачи 913 суммирует и выдает сигналы, выдаваемые из ортогонального устройства сжатия 912.

Пилотный сепаратор 914 выделяет пилотные сигналы и сигналы данных из сигналов, выдаваемых из блока суммирования и выдачи 913. Устройство оценки канала 916 принимает пилотные сигналы, выделенные пилотным сепаратором 914, и устанавливается в режим работы TSTD или режим работы не-TSTD, согласно сигналу флага TSTD, выдаваемому из контроллера (не показан). Устройство оценки канала 916 анализирует пилотные сигналы, выдаваемые из пилотного сепаратора 914 согласно установленному режиму работы, чтобы оценить канал. Устройство сопряжения 918 сопрягает выходной сигнал устройства оценки канала 916.

Элемент задержки 915 принимает сигналы данных, выдаваемые из пилотного сепаратора 914, и устанавливается в режим работы TSTD или не-TSTD согласно сигналу флага TSTD, выдаваемому из контроллера. Элемент задержки 915 задерживает данные на одну группу в режиме работы не-TSTD и на количество групп данных, соответствующее количеству используемых антенн в режиме работы TSTD. Умножитель 919 умножает сигналы данных, выдаваемые из элемента задержки 915, на сопряженный сигнал оценки канала, выдаваемый из устройства сопряжения 918, чтобы генерировать выходной сигнал соответствующей панели 901. Элемент задержки 915 и умножитель 919 составляют компенсатор канала.

Первый объединитель 920 объединяет сигналы компенсации канала  $F1-FN$ , выдаваемые от соответствующих панелей 901 -90N. Устройство оценки мощности сигнала 921 принимает пилотные сигналы, выделенные пилотным сепаратором 914, и устанавливается в режим работы TSTD или не-TSTD, согласно сигналу флага TSTD, выдаваемому из непоказанного контроллера. Устройство оценки мощности сигнала 921

оценивает мощность суммированных и выдаваемых значений для пилотных сигналов, выдаваемых из пилотного сепаратора 914. Второй объединитель 922 объединяет сигналы оценки мощности P1 - PN, выдаваемые из устройств оценки мощности сигнала в соответствующих панелях 901 - 90N.

Устройство оценки мощности помех 923 оценивает принимаемую мощность сигнала помех. Цель того, что приемник для подвижной станции оценивает принимаемую мощность сигнала помех, состоит в том, чтобы управлять мощностью передачи передатчика для базовой станции в зависимости от принимаемой мощности желаемого сигнала, оцениваемого устройством оценки мощности сигнала 921, и отношения сигнал-шум (SIR), оцениваемого устройством оценки мощности шума 923.

Умножитель 924 умножает выходной сигнал второго объединителя 922 на выходной сигнал устройства оценки мощности помех 923, который выдает обратную величину мощности помех путем оценки мощности сигнала помех. Умножитель 924 подает свой выходной сигнал к решающему устройству 925, которое сравнивает вход SIR с пороговым значением, чтобы выдать команду управления мощностью, которая должна быть передана к передатчику базовой станции. Решающее устройство 925 передает команду увеличения мощности к базовой станции, когда SIR ниже, чем пороговое значение, и передает команду снижения мощности к базовой станции, когда SIR выше, чем пороговое значение.

Первый объединитель 920 объединяет сигналы компенсации канала F1-FN, выдаваемые от умножителей 919 в соответствующих панелях 901-90N, а второй объединитель 922 объединяет сигналы оценки мощности P1 - PN, оцениваемые устройствами оценки мощности сигнала 921 в соответствующих панелях 901-90N.

Когда приемник с фиг.9 принимает данные в режиме работы TSTD, форматы сигналов, генерируемых в соответствующих ступенях, будут такими же, как таковые, описанные в первом воплощении со ссылкой на фиг.4A-4G.

Пилотный сепаратор 914 выделяет пилотные сигналы и сигналы данных из группы данных и подает выделенные пилотные сигналы к устройству оценки канала 916 и устройству оценки мощности сигнала 921. Кроме того, пилотный сепаратор 914 подает сигнал данных к элементу задержки 915. Пилотный сепаратор 914 имеет ту же структуру, как и в первом воплощении, описанную со ссылкой на фиг. 5. Также, работа пилотного сепаратора 914 происходит таким же образом, как в первом воплощении.

Элемент задержки 915 затем задерживает сигналы данных, выделенные пилотным сепаратором 914, согласно сигналу флага TSTD. То есть, элемент задержки 915 задерживает сигналы данных на одну группу данных, когда сигнал флага TSTD обозначает режим не-TSTD. Альтернативно, элемент задержки 915 задерживает сигналы данных на количество групп данных, соответствующее количеству антенн, используемых для передатчика, когда сигнал флага TSTD обозначает режим TSTD. Элемент задержки 915 может быть сконструирован, как показано

на фиг. 6. Здесь работа элемента задержки 915 выполняется таким же образом, как в первом воплощении.

Устройство оценки канала 916 с фиг.9 принимает пилотные сигналы с фиг. 4E, выдаваемые из пилотного сепаратора 914. Когда флаг TSTD обозначает функцию не-TSTD (флаг = NOTSTD), устройство оценки канала 916 оценивает условие только одного канала. Однако, когда флаг TSTD обозначает функцию TSTD (флаг = TSTD), устройство оценки канала 916 оценивает столько каналов, каково количество передающих антенн. Устройство оценки канала 916 может иметь ту же структуру, как структура на фиг.7. Устройство оценки канала на фиг. 7 осуществлено с предположением, что функция TSTD выполняется с использованием двух антенн. Кроме того, устройство оценки канала 916 действует таким же образом, как и в первом воплощении.

Дополнительно, приемное устройство для подвижной станции оценивает искажение канала, чтобы компенсировать искажение оцениваемого канала, а также оценивает мощность принимаемого сигнала подвижной станции, используя пилотные сигналы. Теперь будет дано описание операции оценки мощности приема подвижной станции.

Фиг. 10 иллюстрирует устройство оценки мощности сигнала 921 с фиг.9, которое оценивает мощность принимаемого сигнала. Устройство оценки мощности сигнала 921 устанавливается в режим работы TSTD или не-TSTD согласно сигналу флага TSTD, выдаваемому из контроллера.

Измеритель мощности 1012 принимает суммированные и выдаваемые пилотные сигналы, выдаваемые из пилотного сепаратора 914, по отдельности возводит в квадрат их действительную часть и мнимую часть и суммирует их. Переключатель 1014, присоединенный к измерителю мощности 1012, переключается в положение ВКЛ или ВЫКЛ согласно сигналу флага TSTD. То есть, переключатель 1014 переключается во ВКЛ в режиме работы TSTD, чтобы соединиться с выходом измерителя мощности 1012.

Дополнительно, переключатель 1014 может быть переключен во ВКЛ или ВЫКЛ в режиме работы не-TSTD, чтобы соединять или разъединять выход измерителя мощности 1012 с буфером 1016. Буфер 1016 записывает оценку мощности, выдаваемую от переключателя 1014, и задерживает значение оценки мощности до тех пор, пока не будут приняты пилотные сигналы для следующего блока данных. Буфер 1016 может хранить суммированные и выдаваемые значения для пилотных сигналов в одном блоке данных и задерживает записанное значение до тех пор, пока не будет принято суммированное и выдаваемое значения для пилотных сигналов в следующем блоке данных. Сумматор 1018 суммирует выходной сигнал измерителя мощности 1012 с выходным сигналом буфера 1016, чтобы выдать мощность сигнала для соответствующей панели.

Теперь будет дано описание работы устройства оценки мощности сигнала 921 со ссылкой на фиг.10. Сигналы, входящие в устройство оценки мощности сигнала 921, есть суммированные и выдаваемые значения для пилотных сигналов, выделенных

пилотным сепаратором 914. Далее, суммированные и выдаваемые значения включают суммированное и выдаваемое значения для пилотных сигналов, передаваемых через I-канал, и суммированное и выдаваемое значения для пилотных сигналов, передаваемых через Q-канал. Измеритель мощности 1012 принимает суммированные и выдаваемые значения для пилотных сигналов, передаваемых как через I-канал, так и через Q-канал. Измеритель мощности 1012 раздельно возводит в квадрат суммированную и выдаваемую величину для пилотных сигналов, передаваемых через I-канал, и выдаваемую величину для пилотных сигналов, передаваемых через Q-канал, и затем суммирует их.

Переключатель 1014 позволяет устройству оценки сигнала 921 работать в режиме TSTD или в режиме не-TSTD согласно сигналу флагу TSTD от контроллера. Когда устройство оценки мощности сигнала 921 работает в режиме TSTD (флаг = TSTD), переключатель 1014 установлен в ВКЛ, чтобы соединиться с измерителем мощности 1012. Сумматор 1018 затем суммирует выходной сигнал буфера 1016, который хранит значение оценки принимаемой мощности для предыдущего блока данных, со значением оценки принимаемой мощности для настоящего блока данных, выдаваемым из измерителя мощности 1012. Здесь выходной сигнал сумматора 1018 есть величина, полученная путем суммирования мощностей приема, оцененных раздельно для двух блоков данных. Поэтому сумматор 1018 суммирует величину оценки принимаемой мощности для предыдущего принятого блока данных, выдаваемую из буфера 1016, с величиной оценки принимаемой мощности для настоящего блока данных, выдаваемой из измерителя мощности 1012, чтобы генерировать величину оценки мощности для сигнала, передаваемого в режиме работы TSTD.

Однако, когда устройство оценки мощности сигнала 921 не работает в режиме TSTD (флаг = NOTSTD), переключатель 1014 может быть установлен в ВКЛ или ВЫКЛ. Когда переключатель 1014 установлен в ВЫКЛ, измеритель мощности 1012 отсоединен от буфера 1016. В этой случае на сумматор 1018 не подается величина оценки мощности для предыдущего блока, выдаваемая из буфера 1016. В таком случае сумматор 1018 выдает значение оценки мощности для настоящего блока данных, выдаваемое из измерителя мощности 1012, как оно есть. Альтернативно, когда переключатель 1014 установлен в ВКЛ, устройство оценки мощности сигнала 921 действует таким же образом, как в режиме TSTD.

Соответственно, в режиме работы не-TSTD, если переключатель 1014 установлен в ВКЛ, устройство оценки мощности сигнала 921 оценивает мощность приема, используя мощность принимаемых сигналов для двух блоков данных, что приводит к точной оценке мощности, но вызывает задержку по времени. В то же время, если переключатель 1014 установлен в ВЫКЛ в режиме работы не-TSTD,

устройство оценки мощности сигнала 921 имеет низкую точность оценки мощности, но имеет уменьшенную задержку по времени.

Фиг.11А и 11В иллюстрируют устройство оценки мощности помех 923 согласно первому и второму воплощениям, соответственно. На фиг.11А устройство оценки мощности помех 923 опрашивает сигнал, выдаваемый из демодулятора (не показан), и непосредственно оценивает мощность помех. На фиг.11В устройство оценки мощности помех 923 опрашивает сигнал, выдаваемый из демодулятора, генерирует отдельный сигнал шума, используя PN код и код Уолша, а затем оценивает мощность помех.

Согласно фиг. 11А, измеритель мощности 1111 измеряет мощность сигнала помех для принятого сигнала. Блок суммирования и выдачи 1113 суммирует и выдает измеренное значение для мощности помех, включенных в принятый сигнал, выдаваемое из измерителя мощности 1111, в одном блоке данных. Блок взятия обратной величины 1115 берет обратную величину суммированной и выдаваемой мощности помех.

Теперь будет дано описание работы устройства оценки мощности помех первого воплощения со ссылкой на фиг.11А. Измеритель мощности 1111 оценивает мощность принятого сигнала. Сигналы, вводимые в измеритель мощности 1111, включают сигналы для предназначенного пользователя, сигналы для других пользователей, помехи от других сотов и дополнительный (аддитивный) белый гауссов шум (AWGN). Здесь, поскольку сигналы, вводимые в измеритель мощности 1111, еще не были сжаты, используя PN код и код Уолша для предназначенного пользователя, сумма мощностей помех значительно больше, чем мощность сигнала для предназначенного пользователя. Поэтому сигнал для предназначенного пользователя незначителен, так что он может рассматриваться как сигнал помех по отношению к сигналу, который сжимается, используя PN код и код Уолша. Соответственно, измеритель мощности 1111 оценивает мощность сигнала помех.

Блок суммирования и выдачи 1113 затем принимает выходной сигнал измерителя мощности 1111, чтобы суммировать и выдавать значение оценки мощности для predetermined длительности. Блок взятия обратного значения 1115, принимая выходной сигнал блока суммирования и выдачи 1113, берет обратную величину мощности помех, оцениваемой измерителем мощности 1111 и блоком суммирования и выдачи 1113. Путем умножения выходного сигнала блока взятия обратного значения 1115 на выходной сигнал устройства оценки мощности сигнала 921 приемник может оценить SIR, так что возможно управлять мощностью передачи передатчика другой стороны.

Как показано на фиг.11В, PN устройство сжатия 1151 умножает принятый сигнал на PN последовательность, чтобы PN сжать принятый сигнал. Ортогональное устройство сжатия 1153 умножает PN сжатый сигнал на ортогональный код. Здесь для ортогонального кода используется неиспользуемый код Уолша Wm. Первый блок суммирования и выдачи 1155 суммирует и выдает сигнал,

выдаваемый из ортогонального устройства сжатия 1153 в блоке символов. Измеритель мощности 1157 возводит в квадрат выходной сигнал блока суммирования и выдачи 1155, чтобы измерить мощность сигнала. Второй блок суммирования и выдачи 1158 суммирует и выдает два или более значения, выдаваемые из измерителя мощности 1157, чтобы вычислить среднее значение мощности. Блок взятия обратной величины 1159 берет обратную величину вычисленной мощности сигнала. Здесь путем использования второго блока суммирования и выдачи 1158 возможно вычислить точную мощность приема сигнала помех.

Теперь будет дано описание работы устройства оценки мощности помех 923. Все пользователи в одном и том же соте используют для сжатия один и тот же PN код. Однако, используется код Уолша Wm, который не используется больше никем в том же соте. Путем сжатия принятого сигнала, используя код Уолша Wm, возможно удалить все сигналы для предназначенного пользователя и других пользователей посредством ортогональности кода Уолша. То есть, путем сжатия сигнала для предназначенного пользователя, пренебрегаемого на фиг.11А, используя неиспользуемый код Уолша Wm, возможно удалить все сигналы для предназначенного пользователя, так же, как и других пользователей, посредством ортогональности кода Уолша. Таким образом, устройство оценки мощности помех 923 может точно оценить мощность помех.

Фиг. 12 есть схема, иллюстрирующая только устройство оценки мощности сигнала 921, устройство оценки мощности помех 923, объединитель 922 и решающее устройство 925, которые взаимно связаны для оценки мощности приема в приемнике с фиг. 9. Устройство оценки мощности помех 923 имеет структуру, показанную на фиг.11А или 11В. Здесь предполагается, что устройство оценки мощности помех 923 имеет структуру, показанную на фиг.11А. Для удобства описания новые ссылочные номера используются для соответствующих элементов на фиг.12.

Устройства оценки мощности сигнала 1201 - 120N в N панелях приемника для подвижной станции принимают сигналы, передаваемые через N трактов. Сигналы, вводимые в измерители мощности 1211-121N в соответствующих устройствах оценки мощности сигнала 120-120N, есть суммированные и выдаваемые величины для пилотных сигналов, выдаваемых из пилотного сепаратора 914. Сигнал, вводимый в измеритель мощности 1251 в устройстве оценки мощности помех 923, есть демодулированные сигналы, смешанные из сигналов для предназначенного пользователя, сигналов для других пользователей и составляющих помех.

Устройства оценки мощности сигнала 1201-120N устанавливаются в режим работы TSTD или режим работы не-TSTD согласно сигналу флага TSTD, выдаваемому из контроллера. В режиме работы TSTD переключатели 1221-122N установлены в ВКЛ. В режиме работы TSTD переключатели 1221-122N могут быть установлены в ВКЛ или ВЫКЛ. Здесь, если переключатели 1221-122N

установлены в ВКЛ, величина оценки мощности вычисляется с использованием двух блоков данных. В режиме работы TSTD передатчик передает сигналы через множество антенн.

Например, предполагая, что передатчик передает сигналы через две антенны, четно-нумерованные группы данных и нечетно-нумерованные группы данных передаются через разные антенны, соответственно. Приемник, принимающий сигналы, передаваемые в режиме работы TSTD, управляет мощностью передачи путем оценки средней мощности в двух антеннах. В этом случае, поскольку приемник должен знать оцененные мощности приема как для четно-нумерованной группы данных, так и для нечетно-нумерованной группы данных, переключатели 1221-122N установлены во ВКЛ. Сумматоры 1241 - 124N затем суммируют значения оценки мощности сигнала для настоящих блоков данных, выдаваемых из соответствующих устройств оценки мощности сигнала 1211 - 121N со значениями оценки мощности сигнала для предыдущих блоков данных, выдаваемыми из буферов 1231 123N, чтобы генерировать значения оценки мощности сигнала для соответствующих выводов. Объединитель 1257 затем объединяет значения оценки мощности сигнала для N каналов, выдаваемые из сумматоров 1241 - 124N.

Как указывалось выше, в случае, где передатчик передает сигналы в режиме работы не-TSTD, возможно вычислить более точно значение оценки мощности путем замыкания (установки в ВКЛ) выключателей 1221 - 122N. Однако, оценка мощности не может быть выполнена до тех пор, пока не будут получены две группы данных, вызывая этим задержку оценки мощности. В случае, где передатчик передает сигналы в режиме работы не-TSTD, возможно предотвратить задержку оценки мощности путем размыкания (установки в ВЫКЛ) переключателей 1221 -122N. В этом случае, однако, точность оценки мощности снижается.

Кроме того, измеритель мощности 1251, блок суммирования и выдачи 1253 и блок взятия обратной величины 1255 в устройстве оценки мощности помех 923 действуют, чтобы оценить мощность приема сигнала помех. Элементы 1251, 1253 и 1255 имеют те же функции, как описано со ссылкой на фиг.11А.

Умножитель 1259 умножает выходной сигнал объединителя 1257, который объединяет величины оценки мощности сигнала для соответствующих трактов, выдаваемые из устройств оценки мощности сигнала 1201-120N, на выходной сигнал устройства оценки мощности помех 923. Поэтому выходной сигнал умножителя 1259 есть SIR (отношение сигнал-шум), которое подается к решающему устройству 1261. Решающее устройство 1261 сравнивает SIR, выдаваемое из умножителя 1259, с порогом, чтобы передать команду увеличения мощности к передатчику другой стороны, когда SIR ниже, чем пороговое значение, и передать команду снижения мощности, когда SIR выше порогового значения.

Как может быть понятно из предшествующего описания, в случае, когда базовая станция имеет множество антенн, передающих данные, используя функцию

TSTD на основании разделения по времени, подвижная станция принимает передаваемые данные последовательно или в predetermined шаблоне, сжимает принятые данные и выделяет данные и пилотные сигналы из сжатых данных. Выделенные пилотные сигналы накапливаются в блоке группы данных, чтобы оценить канал и мощность приема, и значение оцененного канала умножается на сигнал задержанных данных, чтобы компенсировать искажения, включенные в принятые данные. Соответственно, приемник и способы для подвижной станции согласно настоящему изобретению могут эффективно оценивать сигнал TSTD и мощность приема. Кроме того, приемник может принимать сигналы, передаваемые как в режиме работы TSTD, так и в режиме работы не-TSTD, путем изменения буферизации принятых данных и пилотных сигналов согласно режиму работы.

Хотя это изобретение было показано и описано со ссылкой на его определенные предпочтительные воплощения, опытным специалистам должно быть понятно, что в нем могут быть сделаны различные изменения в форме и деталях без отклонения от сущности и рамок этого изобретения, как определено в прилагаемых пунктах формулы изобретения.

#### Формула изобретения:

1. Приемное устройство для системы подвижной связи, содержащее устройство для псевдошумового сжатия сигналов канала, переданных в режиме коммутируемого по времени разнесения передачи (КВРП) и сжатия сигналов сжатия с ортогональным кодом соответствующего канала, пилотный сепаратор для выделения пилотного сигнала из сжатых канальных сигналов; устройство оценки канала для генерации сигнала оценки канала путем выбора пилотных сигналов, передаваемых от одной и той же антенны передатчика согласно шаблону КВРП передатчика, и компенсатор для умножения сигнала оцененного канала на сжатый сигнал канала для компенсации искажений, включенных в принятые данные.

2. Приемное устройство по п. 1, в котором устройство оценки канала содержит, по меньшей мере, два буфера для хранения пилотных сигналов, коммутатор для выбора пилотных сигналов, передаваемых от одной и той же антенны, которая передает упомянутый пилотный сигнал, путем переключения выходов буферов согласно шаблону КВРП, и операционное устройство для обработки пилотных сигналов, передаваемых от одной и той же антенны, чтобы генерировать сигнал оценки канала.

3. Приемное устройство по п. 2, в котором пилотный сепаратор содержит коммутатор для выделения пилотного сигнала и сигнала данных из сжатого сигнала канала и сумматор для суммирования и выдачи выделенного пилотного сигнала.

4. Приемное устройство по п. 3, дополнительно содержащее элемент задержки для задержки выделенного сигнала данных, чтобы подать сигнал данных к компенсатору в синхронизации с сигналом оценки канала.

5. Приемное устройство по п. 4, в котором компенсатор содержит устройство сопряжения для сопряжения сигнала оценки

канала и умножитель для умножения сигнала данных на сопряженный сигнал оценки канала.

6. Приемное устройство для системы подвижной связи, содержащее устройство для псевдошумового сжатия сигналов канала, переданных в режиме коммутируемого по времени разнесения передачи (КВРП) и сжатия сигналов сжатия с ортогональным кодом соответствующего канала, пилотный сепаратор для выделения пилотного сигнала из сжатых канальных сигналов; устройство оценки мощности сигнала для генерации сигнала оценки мощности сигнала путем выбора пилотных сигналов, передаваемых от, по меньшей мере, двух антенн передатчика согласно шаблону КВРП передатчика; устройство оценки мощности помех для генерации сигнала оценки мощности помех из канальных сигналов, передаваемых в режиме работы КВРП, и решающее - устройство для определения мощности принимаемого сигнала путем обработки сигнала оценки мощности сигнала и сигнала оценки мощности помех.

7. Приемное устройство по п. 6, в котором устройство оценки мощности сигнала содержит измеритель мощности для измерения мощности пилотного сигнала путем обработки выделенного пилотного сигнала, селектор для выбора значения мощности первого пилотного сигнала и значения мощности второго пилотного сигнала, измеренных согласно шаблону КВРП, причем второй пилотный сигнал передается от другой антенны, чем антенна, которая передает первый пилотный сигнал, и операционное устройство для обработки значений мощности выбранных пилотных сигналов, переданных от одной и той же антенны, чтобы оценить мощность сигнала.

8. Приемное устройство по п. 7, в котором устройство оценки мощности помех содержит измеритель мощности для измерения мощности сигнала, передаваемого в режиме работы КВРП, сумматор для суммирования и выдачи вычисленной мощности сигнала в блоке группы данных и элемент взятия обратной величины для генерации сигнала оценки мощности помех путем взятия обратной величины суммированной и выдаваемой мощности сигнала.

9. Приемное устройство по п. 7, в котором устройство оценки мощности помех содержит устройство для псевдошумового сжатия сигналов канала, переданных в режиме коммутируемого по времени разнесения передачи (КВРП) и сжатия сигналов сжатия с ортогональным кодом соответствующего канала, измеритель мощности для измерения мощности сжатого сигнала, сумматор для суммирования и выдачи измеренной мощности сигнала в блоке группы данных, и элемент взятия обратной величины для генерации сигнала оценки мощности помех путем взятия обратной величины суммированной и выдаваемой мощности сигнала.

10. Приемное устройство по п. 7, в котором пилотный сепаратор содержит переключатель для выделения пилотного сигнала и сигнала данных из сжатых сигналов канала и сумматор для суммирования выделенного пилотного сигнала.

11. Приемное устройство для системы

подвижной связи, содержащее устройство для псевдодуплексного сжатия сигналов канала, переданных в режиме коммутуемого по времени разнесения передачи (КВРП) и сжатия сигналов сжатия с ортогональным кодом соответствующего канала, пилотный сепаратор для выделения пилотного сигнала из сжатых канальных сигналов, устройство оценки канала для генерации сигнала оценки канала путем выбора пилотных сигналов, передаваемых от одной и той же антенны передатчика согласно шаблону КВРП передатчика, компенсатор для умножения сигнала оцененного канала на сжатый сигнал канала для компенсации искажений, включенных в принятые данные, устройство оценки мощности сигнала для генерации сигнала оценки мощности сигнала путем выбора пилотных сигналов, передаваемых от, по меньшей мере, двух антенн передатчика согласно шаблону КВРП передатчика, устройство оценки мощности помех для генерации сигнала оценки мощности помех из канальных сигналов, передаваемых в режиме работы КВРП, и решающее устройство для определения мощности принимаемого сигнала путем обработки сигнала оценки мощности сигнала и сигнала оценки мощности помех.

12. Приемное устройство по п. 11, в котором устройство оценки канала содержит по меньшей мере, два буфера для хранения пилотных сигналов, коммутатор для выбора пилотных сигналов, передаваемых от одной и той же антенны, которая передает настоящий пилотный сигнал, путем переключения выходов буферов согласно шаблону КВРП, и операционное устройство для обработки пилотных сигналов, передаваемых от одной и той же антенны, чтобы генерировать сигнал оценки канала.

13. Приемное устройство по п. 11, в котором пилотный сепаратор содержит переключатель для выделения пилотного сигнала и сигнала данных из сжатых сигналов канала и сумматор для суммирования выделенного пилотного сигнала.

14. Приемное устройство по п. 13, дополнительно содержащее элемент задержки для задержки выделенного сигнала данных, чтобы подать сигнал данных к компенсатору в синхронизации с сигналом оценки канала.

15. Приемное устройство по п. 14, в котором компенсатор содержит устройство сопряжения для сопряжения сигнала оценки канала и умножитель для умножения сигнала данных на сопряженный сигнал оценки канала.

16. Приемное устройство по п. 11, в котором устройство оценки мощности сигнала содержит измеритель мощности для измерения мощности пилотного сигнала путем обработки выделенного пилотного сигнала, селектор для выбора значения мощности первого пилотного сигнала и значения мощности второго пилотного сигнала, измеренных согласно шаблону КВРП, причем второй пилотный сигнал передается от другой антенны, чем антенна, которая передает первый пилотный сигнал, и операционное устройство для обработки значений мощности выбранных пилотных сигналов, переданных от одной и той же антенны, чтобы оценить мощность сигнала.

17. Приемное устройство по п. 16, в котором устройство оценки мощности помех содержит измеритель мощности для измерения мощности сигнала, передаваемого в режиме работы КВРП, сумматор для суммирования и выдачи измеренной мощности сигнала в блоке группы данных и элемент взятия обратной величины для генерации сигнала оценки мощности помех путем взятия обратной величины суммированной и выдаваемой мощности сигнала.

18. Приемное устройство по п. 16, в котором устройство оценки мощности помех содержит устройство для псевдодуплексного сжатия сигналов канала, переданных в режиме коммутуемого по времени разнесения передачи (КВРП) и сжатия сигналов сжатия с ортогональным кодом соответствующего канала, измеритель мощности для измерения мощности сжатого сигнала, сумматор для суммирования и выдачи измеренной мощности сигнала в блоке группы данных и элемент взятия обратной величины для генерации сигнала оценки мощности помех путем взятия обратной величины суммированной и выдаваемой мощности сигнала.

19. Приемное устройство по п. 16, в котором пилотный сепаратор содержит переключатель для выделения пилотного сигнала и сигнала данных из сжатых сигналов канала и сумматор для суммирования выделенного пилотного сигнала.

20. Способ приема для системы подвижной связи, содержащий шаги, на которых осуществляют псевдодуплексное сжатие сигналов канала, в режиме передачи КВРП и сжатие сигналов сжатия с ортогональным кодом соответствующего канала, выделяют пилотный сигнал из сжатых сигналов канала, генерируют сигнал оценки канала путем выбора пилотных сигналов, передаваемых от одной и той же антенны передатчика согласно шаблону КВРП передатчика, и используют компенсатор для умножения сигнала оцененного канала на сжатый сигнал канала для компенсации искажений, включенных в принятые данные.

21. Способ приема по п. 20, в котором шаг генерации сигнала оценки канала содержит шаги, на которых задерживают пилотные сигналы, выбирают пилотные сигналы, передаваемые от одной и той же антенны, которая передавала упомянутый пилотный сигнал путем переключения выходов буферов согласно шаблону КВРП, и обрабатывают пилотные сигналы, переданные от одной и той же антенны, чтобы генерировать сигнал оценки канала.

22. Способ приема по п. 21, в котором шаг выделения пилотного сигнала содержит шаги, на которых выделяют пилотный сигнал и сигнал данных из сжатых сигналов канала, и суммируют и выдают выделенный пилотный сигнал.

23. Способ приема по п. 22, дополнительно содержащий шаг задержки выделенного сигнала данных, чтобы синхронизировать сигнал данных с сигналом оценки канала.

24. Способ приема по п. 23, в котором шаг компенсации содержит шаги, на которых обеспечивают сопряжение сигнала оценки канала, и умножение сигнала данных на



сопряженный сигнал оценки канала.

25. Способ приема для системы подвижной связи, содержащий шаги, на которых осуществляют псевдошумовое сжатие сигналов канала в режиме передачи КВРП и сжатие сигналов сжатия с ортогональным кодом соответствующего канала, выделяют пилотный сигнал из сжатых сигналов канала, генерируют сигнал оценки мощности путем выбора пилотных сигналов, передаваемых от, по меньшей мере, двух антенн передатчика согласно шаблону КВРП передатчика, генерируют сигнал оценки мощности помех из сигналов канала, переданных в режиме работы КВРП, и определяют мощность принятого сигнала путем обработки сигнала оценки мощности сигнала и сигнала оценки мощности помех.

26. Способ приема по п. 25, в котором шаг оценки мощности сигнала содержит шаги, на которых измеряют мощность пилотного сигнала путем обработки выделенного пилотного сигнала, выбирают величину мощности первого пилотного сигнала и величину мощности второго пилотного сигнала, измеренных согласно шаблону КВРП, причем второй пилотный сигнал передан от другой антенны, чем антенна, которая передавала первый пилотный сигнал, и обрабатывают величины мощности выбранных пилотных сигналов, переданных от одной и той же антенны, чтобы оценить мощность сигнала.

27. Способ приема по п. 26, в котором шаг оценки мощности помех содержит шаги, на которых измеряют мощность сигнала, переданного в режиме работы КВРП, суммируют и выдают оцененную мощность сигнала в одной группе данных и генерируют сигнал оценки мощности помех путем взятия обратной величины суммированной и выдаваемой мощности сигнала.

28. Способ приема по п. 26, в котором шаг оценки мощности помех содержит шаги, на которых осуществляют псевдошумовое сжатие сигналов канала в режиме передачи КВРП и сжатие сигналов сжатия с ортогональным кодом соответствующего канала, измеряют мощность сжатого сигнала, суммируют и выдают измеренную мощность сигнала в одной группе данных и генерируют сигнал оценки мощности помех путем взятия обратной величины суммированной и выдаваемой мощности сигнала.

29. Способ приема по п. 26, в котором шаг выделения пилотного сигнала содержит шаги, на которых выделяют пилотный сигнал и сигнал данных из сжатых сигналов канала, и суммируют и выдают выделенный пилотный сигнал.

30. Способ приема для системы подвижной связи, содержащий шаги, на которых осуществляют псевдошумовое сжатие сигналов канала в режиме передачи КВРП и сжатие сигналов сжатия с ортогональным кодом соответствующего канала, выделяют пилотный сигнал из сжатых сигналов канала, генерируют сигнал оценки канала путем выбора пилотных сигналов, передаваемых от одной и той же антенны передатчика, согласно шаблону КВРП передатчика, используют компенсатор для умножения сигнала оцененного канала на сжатый сигнал канала для компенсации искажений, включенных в принятые данные,

генерируют сигнал оценки мощности путем выбора пилотных сигналов, передаваемых от, по меньшей мере, двух антенн передатчика согласно шаблону КВРП передатчика, генерируют сигнал оценки мощности помех из сигналов канала, переданных в режиме работы КВРП, и определяют мощность принятого сигнала путем обработки сигнала оценки мощности сигнала и сигнала оценки мощности помех.

31. Способ приема по п. 30, в котором шаг генерации сигнала оценки канала содержит шаги, на которых задерживают пилотные сигналы, выбирают пилотные сигналы, передаваемые от той же антенны, которая передавала настоящий пилотный сигнал, путем переключения выходов буферов согласно шаблону КВРП и обрабатывают пилотные сигналы, переданные от одной и той же антенны, чтобы генерировать сигнал оценки канала.

32. Способ приема по п. 31, в котором шаг выделения пилотного сигнала содержит шаги, на которых выделяют пилотный сигнал и сигнал данных из сжатых сигналов канала, и суммируют и выдают выделенный пилотный сигнал.

33. Способ приема по п. 32, дополнительно содержащий шаг задержки выделенного сигнала данных, чтобы синхронизировать сигнал данных с сигналом оценки канала.

34. Способ приема по п. 33, в котором шаг компенсации содержит шаги, на которых обеспечивают сопряжение сигнала оценки канала, и умножение сигнала данных на сопряженный сигнал оценки канала.

35. Способ приема по п. 30, в котором шаг оценки мощности сигнала содержит шаги, на которых измеряют мощность пилотного сигнала путем обработки выделенного пилотного сигнала, выбирают величину мощности первого пилотного сигнала и величину мощности второго пилотного сигнала, измеренных согласно шаблону КВРП, причем второй пилотный сигнал передан от другой антенны, чем антенна, которая передавала первый пилотный сигнал, и обрабатывают величину мощности выбранных пилотных сигналов, переданных от одной и той же антенны, чтобы оценить мощность сигнала.

36. Способ приема по п. 35, в котором шаг оценки мощности помех содержит шаги, на которых измеряют мощность сигнала, переданного в режиме работы КВРП, суммируют и выделяют оцененную мощность сигнала в одной группе данных и генерируют сигнал оценки мощности помех путем взятия обратной величины суммированной и выдаваемой мощности сигнала.

37. Способ приема по п. 35, в котором шаг оценки мощности помех содержит шаги, на которых осуществляют псевдошумовое сжатие сигналов канала в режиме передачи КВРП и сжатие сигналов сжатия с ортогональным кодом соответствующего канала, измеряют мощность сжатого сигнала, суммируют и выдают измеренную мощность сигнала в одной группе данных и генерируют сигнал оценки мощности помех путем взятия обратной величины суммированной и выдаваемой мощности сигнала.

38. Способ приема по п. 35, в котором шаг выделения пилотного сигнала содержит шаги,

на которых выделяют пилотный сигнал и сигнал данных из сжатых сигналов канала, и

суммируют и выдают выделенный пилотный сигнал.

5

10

15

20

25

30

35

40

45

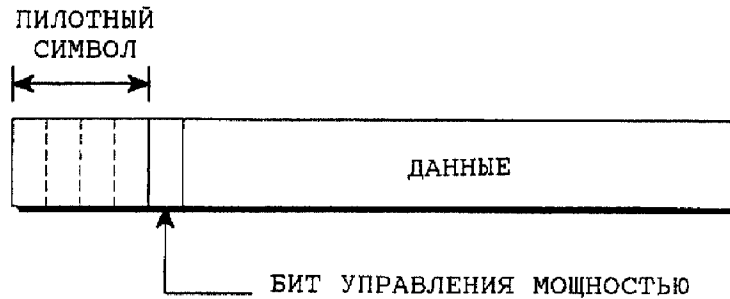
50

55

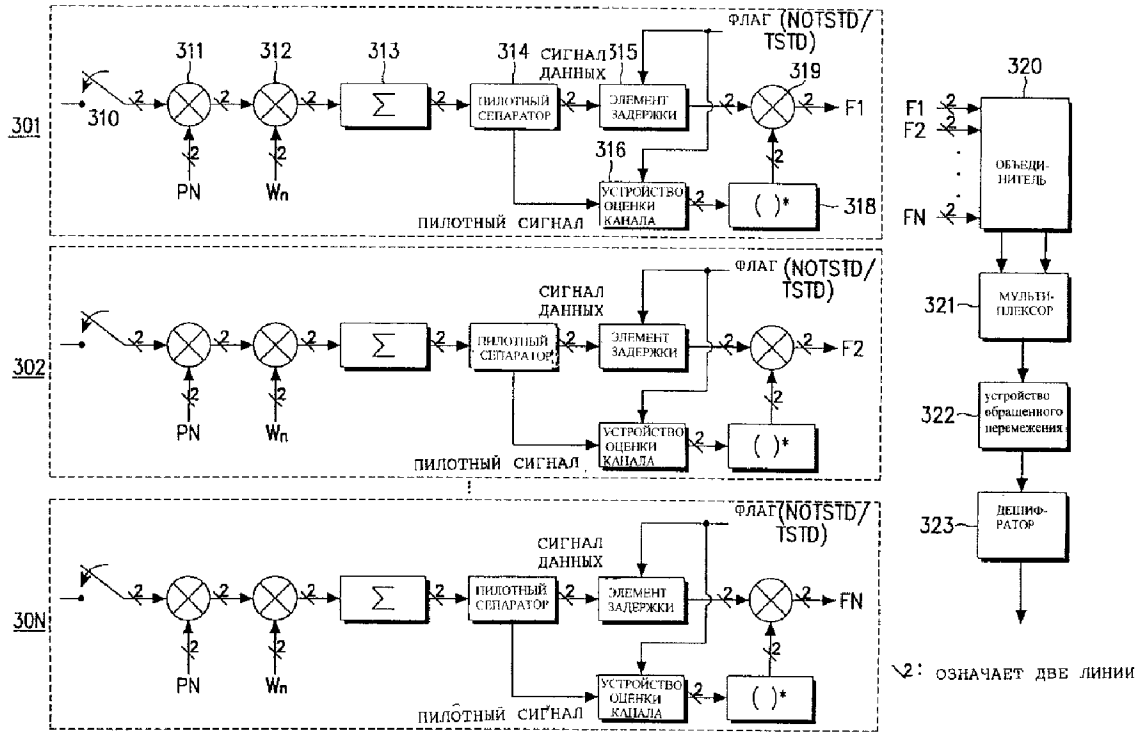
60

RU 2181529 C2

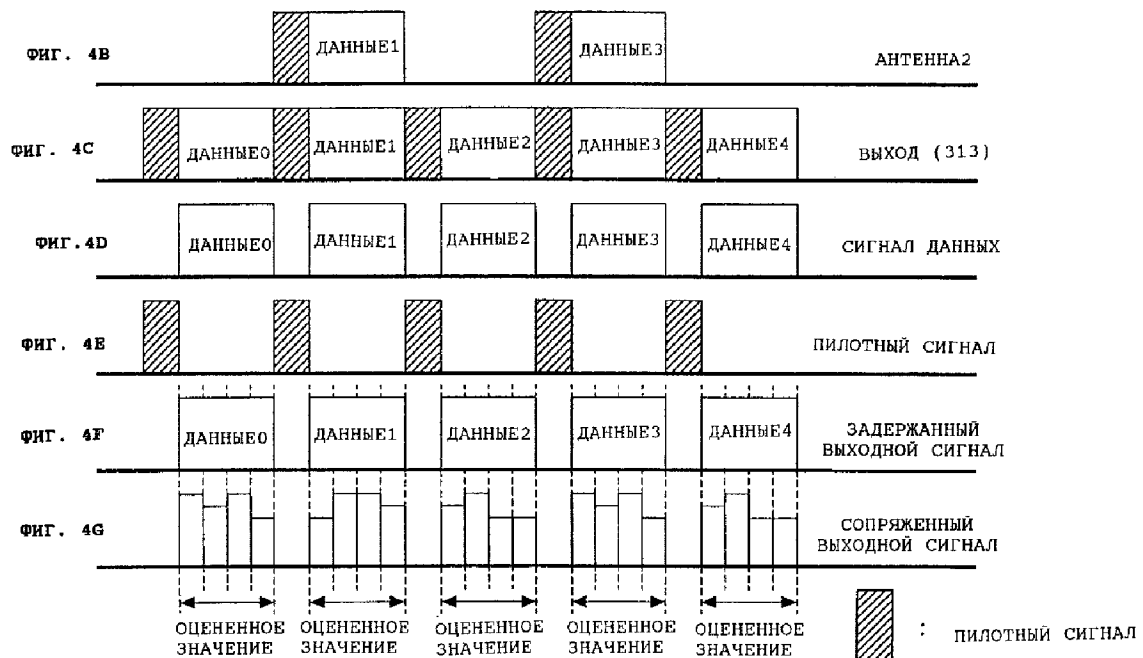
RU 2181529 C2

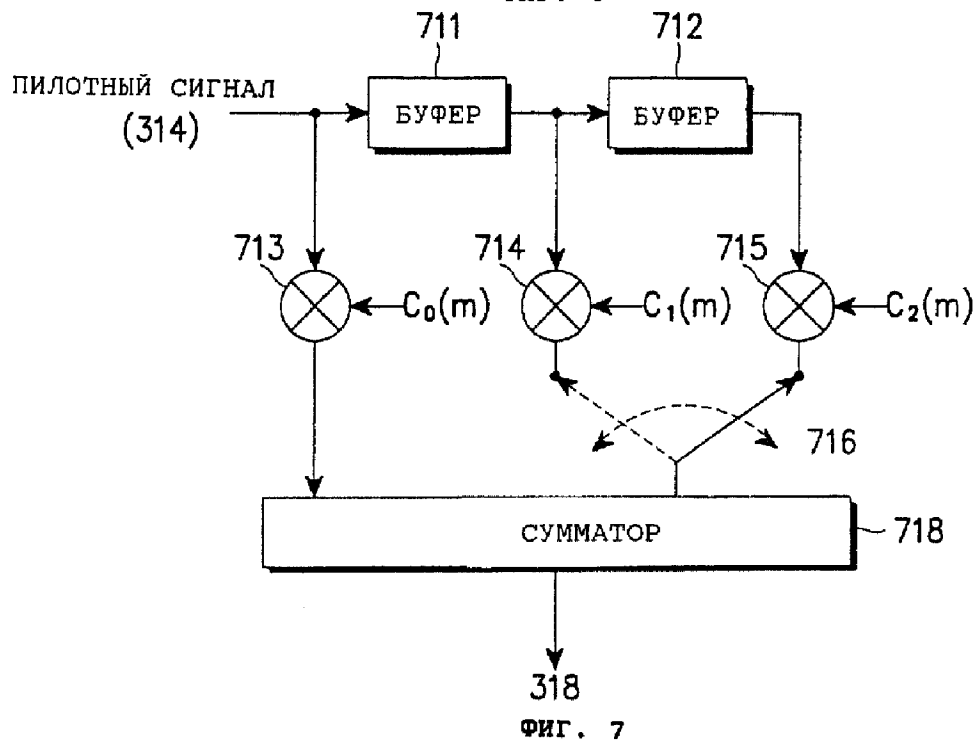
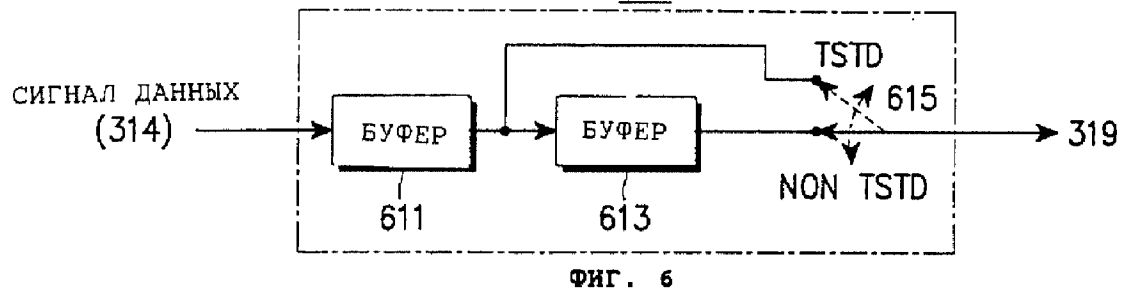
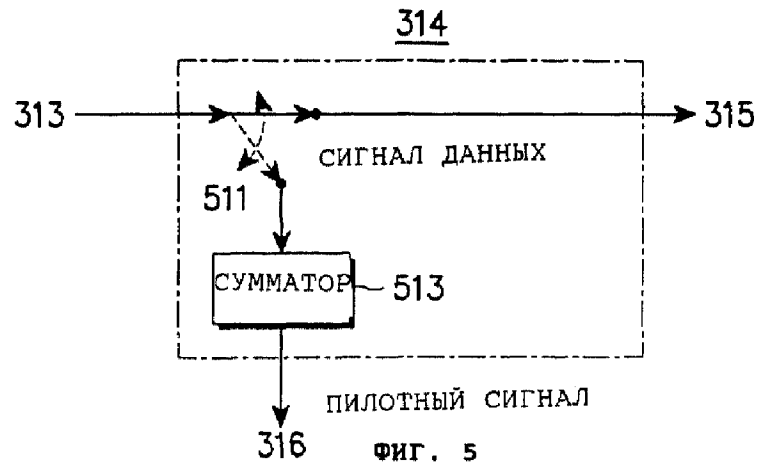


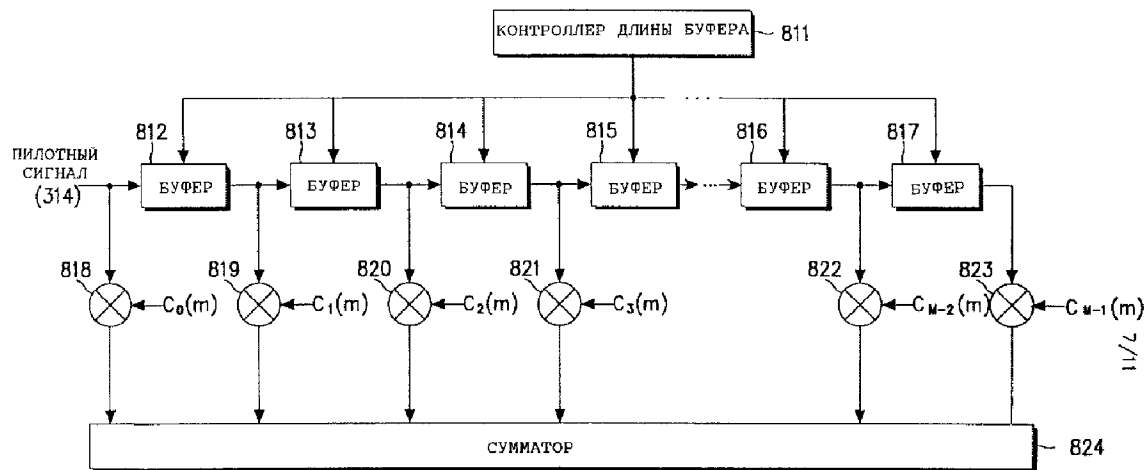
ФИГ. 2



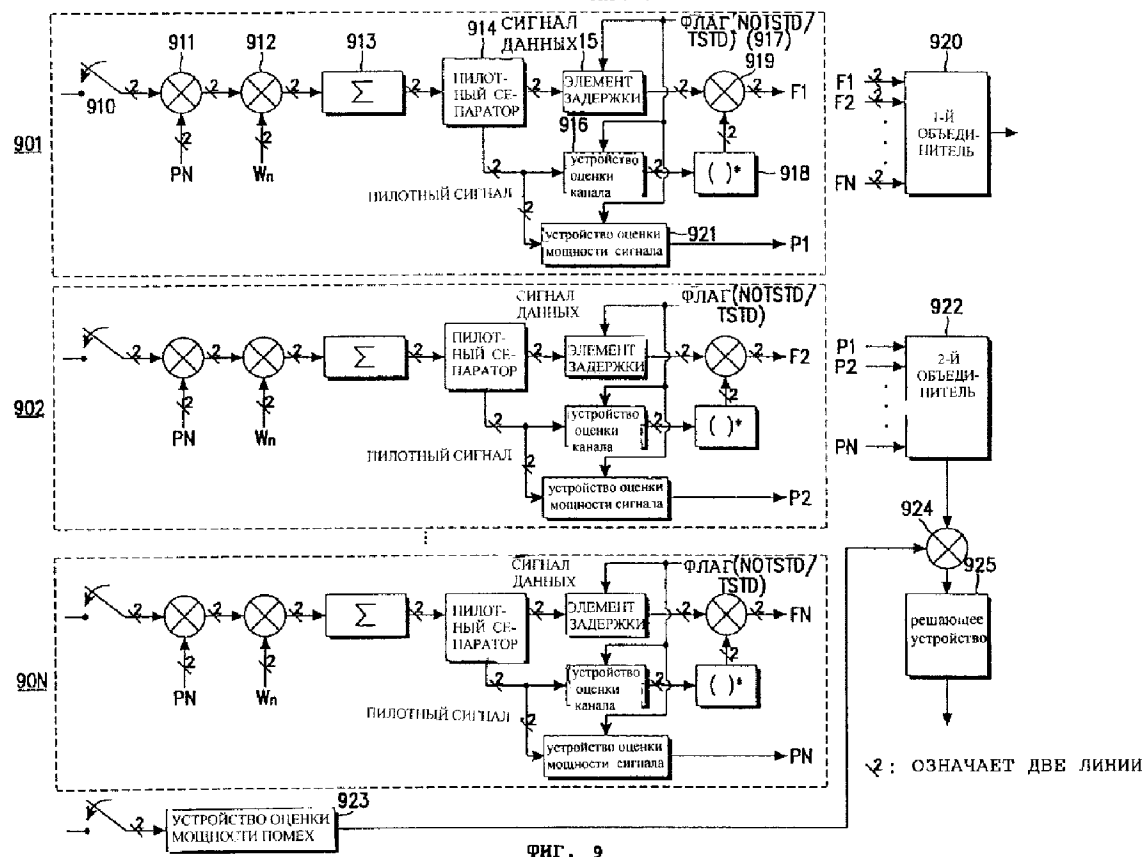
ФИГ. 3







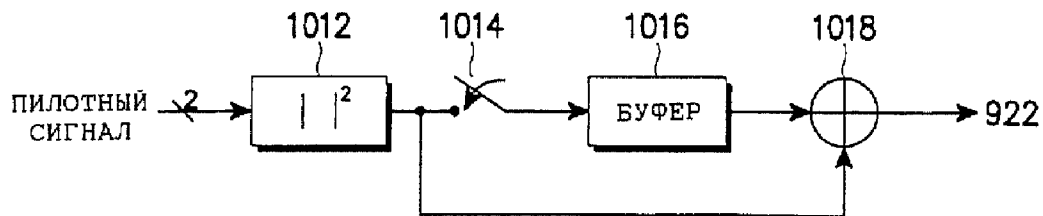
ФИГ. 8



ФИГ. 9

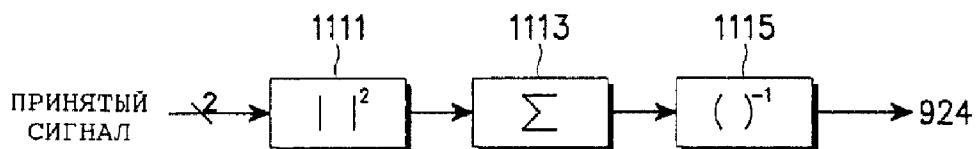
RU 2181529 C2

RU 2181529 C2



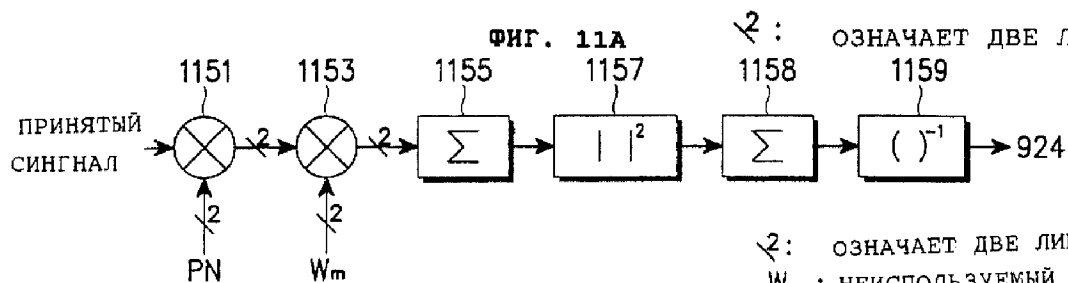
ФИГ. 10

2 : ОЗНАЧАЕТ ДВЕ ЛИНИИ



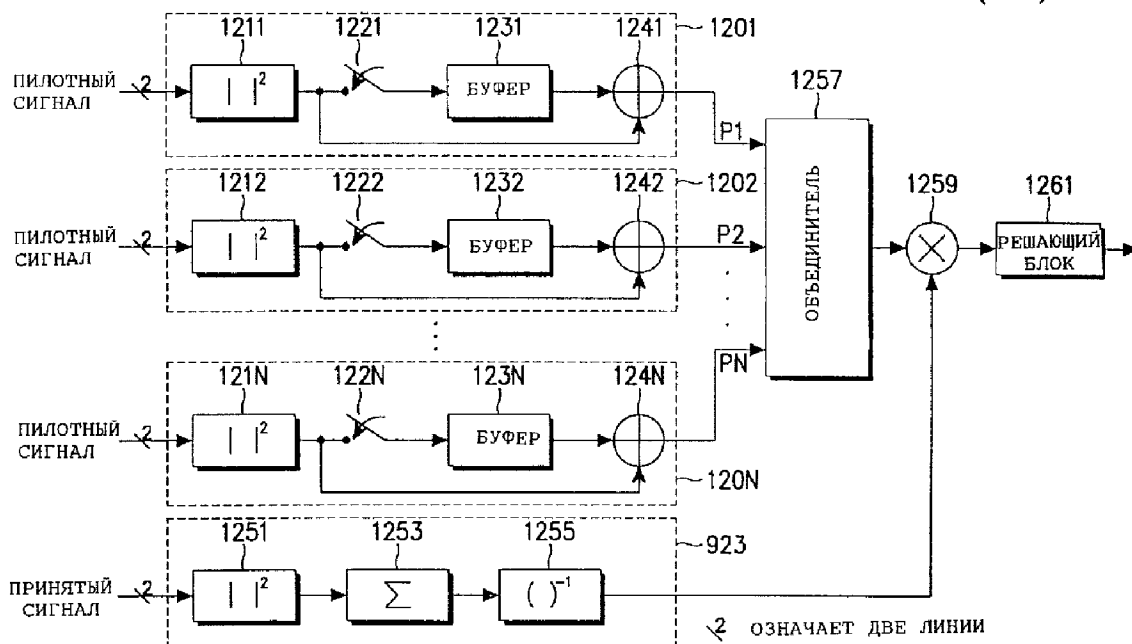
ФИГ. 11А

2 : ОЗНАЧАЕТ ДВЕ ЛИНИИ



ФИГ. 11В

2 : ОЗНАЧАЕТ ДВЕ ЛИНИИ  
W<sub>m</sub>: НЕИСПОЛЬЗУЕМЫЙ (КОД)  
УОЛША m(W<sub>m</sub>)



ФИГ. 12

2 : ОЗНАЧАЕТ ДВЕ ЛИНИИ

RU 2181529 C2

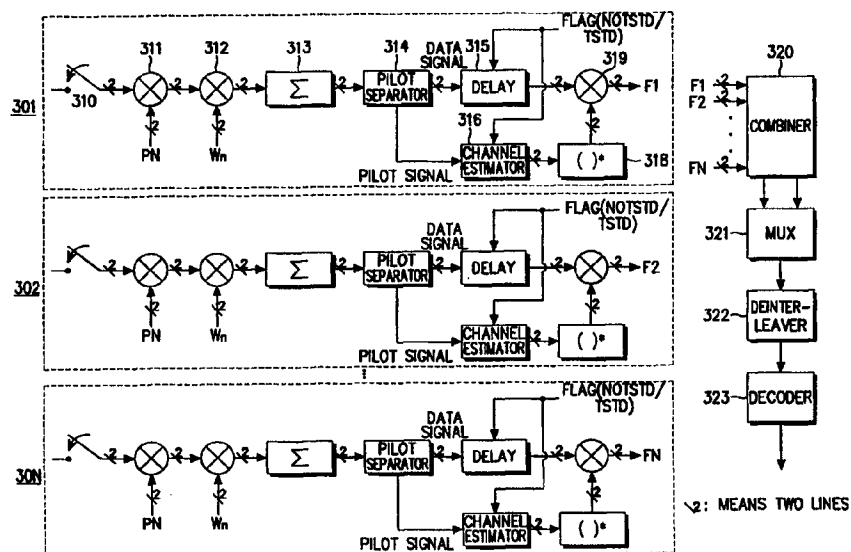
RU 2181529 C2



## INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(51) International Patent Classification <sup>6</sup> : <b>H04B</b>	<b>A2</b>	(11) International Publication Number: <b>WO 99/59254</b> (43) International Publication Date: 18 November 1999 (18.11.99)
(21) International Application Number: PCT/KR99/00239 (22) International Filing Date: 13 May 1999 (13.05.99) (30) Priority Data: 1998/17279              13 May 1998 (13.05.98)      KR 1998/17280              13 May 1998 (13.05.98)      KR (71) Applicant: SAMSUNG ELECTRONICS, CO., LTD. [KR/KR]; 416, Maetan-dong, Paldal-gu, Suwon-shi, Kyungki-do 442-370 (KR). (72) Inventors: CHOI, Jin, Woo; 3382-1, Sujin 2-dong, Sujong-gu, Songnam-shi, Kyonggi-do 461-182 (KR). YOON, Soon, Young; 165, Karak-dong, Songpa-gu, Seoul 138-160 (KR). KIM, Jong, Han; Beoksan Apt., 202-1103, Jukjeon-ri, Suji-up, Yongin-shi, Kyonggi-do 449-840 (KR). PARK, Su, Won; 1662-9, Shillim 8-dong, Kwanak-gu, Seoul 151-018 (KR). YEOM, Jae, Heung; 680-7, Irwon 1-dong, Seoul 135-231 (KR). (74) Agent: LEE, Keon, Joo; Mihwa Building, 110-2, Myon- gryun-dong, 4-ga, Chongro-gu, Seoul 110-524 (KR).		(81) Designated States: AU, BR, CA, CN, JP, RU, European patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE).  <b>Published</b> <i>Without international search report and to be republished            upon receipt of that report.</i>

(54) Title: DEVICE AND METHOD FOR A MOBILE STATION FOR RECEIVING SIGNALS TRANSMITTED FROM A BASE STATION



## (57) Abstract

A receiving device for a mobile station receives signals transmitted from a base station having a time-switched transmission diversity (TSTD) function. In the receiving device, a despreader despreads channel signals which have been transmitted in a TSTD mode of operation. A pilot separator separates a pilot signal from the despread channel signals. A channel estimator generates a channel estimation signal by selecting pilot signals transmitted from a same antenna of a transmitter according to a TSTD pattern of the transmitter. A compensator compensates the channel signals with the channel estimation signal.

**FOR THE PURPOSES OF INFORMATION ONLY**

Codes used to identify States party to the PCT on the front pages of pamphlets publishing international applications under the PCT.

AL	Albania	ES	Spain	LS	Lesotho	SI	Slovenia
AM	Armenia	FI	Finland	LT	Lithuania	SK	Slovakia
AT	Austria	FR	France	LU	Luxembourg	SN	Senegal
AU	Australia	GA	Gabon	LV	Latvia	SZ	Swaziland
AZ	Azerbaijan	GB	United Kingdom	MC	Monaco	TD	Chad
BA	Bosnia and Herzegovina	GE	Georgia	MD	Republic of Moldova	TG	Togo
BB	Barbados	GH	Ghana	MG	Madagascar	TJ	Tajikistan
BE	Belgium	GN	Guinea	MK	The former Yugoslav Republic of Macedonia	TM	Turkmenistan
BF	Burkina Faso	GR	Greece	ML	Mali	TR	Turkey
BG	Bulgaria	HU	Hungary	MN	Mongolia	TT	Trinidad and Tobago
BJ	Benin	IE	Ireland	MR	Mauritania	UA	Ukraine
BR	Brazil	IL	Israel	MW	Malawi	UG	Uganda
BY	Belarus	IS	Iceland	MX	Mexico	US	United States of America
CA	Canada	IT	Italy	NE	Niger	UZ	Uzbekistan
CF	Central African Republic	JP	Japan	NL	Netherlands	VN	Viet Nam
CG	Congo	KE	Kenya	NO	Norway	YU	Yugoslavia
CH	Switzerland	KG	Kyrgyzstan	NZ	New Zealand	ZW	Zimbabwe
CI	Côte d'Ivoire	KP	Democratic People's Republic of Korea	PL	Poland		
CM	Cameroon	KR	Republic of Korea	PT	Portugal		
CN	China	KZ	Kazakstan	RO	Romania		
CU	Cuba	LC	Saint Lucia	RU	Russian Federation		
CZ	Czech Republic	LI	Liechtenstein	SD	Sudan		
DE	Germany	LK	Sri Lanka	SE	Sweden		
DK	Denmark	LR	Liberia	SG	Singapore		
EE	Estonia						



**DEVICE AND METHOD FOR A MOBILE STATION FOR RECEIVING  
SIGNALS TRANSMITTED FROM A BASE STATION**

5                                   **BACKGROUND OF THE INVENTION**

1. Field of the Invention

The present invention relates generally to mobile communication systems, and in particular, to a device and method for a mobile station for receiving signals transmitted from a base station having a transmission diversity function.

10   2. Description of the Related Art

In a typical mobile communication system, a base station and a mobile station each have one antenna to exchange data with each other. In such a design configuration, when a transmission channel fades, as when an obstacle, such as a building, is between the mobile station and the base station, the communication  
15   quality deteriorates. To counteract this from occurring, a diversity technique is generally used. The diversity technique improves the performance of the mobile communication system.

To transmit signals from a mobile station to a base station via a reverse link, a receiver diversity technique can be used in which multiple receiving antennas are  
20   installed at the base station. In addition, for transmitting signals from the base station to the mobile station via a forward link, it is possible to use a transmission diversity technique for transmitting the signals via multiple transmission antennas installed at the base station. Where the base station has a transmission diversity function, the mobile station can use only one antenna for diversity effect.

25           In practice, however, it is difficult to install multiple receiving antennas in the small mobile station to configure the mobile station to optimally perform using

the receiver diversity technique during forward link communications. Even though receiving antennas can be installed in the mobile station, the small size of the mobile station limits the distance between the receiving antennas, and thereby, reducing a diversity gain. In addition, when multiple antennas are installed in the mobile station, it is necessary to provide separate schemes for receiving forward link signals and transmitting reverse link signals via the corresponding antennas, causing an increase in size and cost of the mobile station. For these reasons, the mobile communication system generally uses transmission diversity techniques rather than the receiver diversity techniques.

10

### SUMMARY OF THE INVENTION

It is, therefore, an object of the present invention to provide a receiving device and method for a mobile station for receiving signals transmitted from a base station having a time-switched transmission diversity (TSTD) function.

It is another object of the present invention to provide a receiving device and method for a mobile station for receiving signals transmitted from a base station via multiple transmission antennas by using a single receiving antenna.

It is further another object of the present invention to provide a device and method for a mobile station for receiving a TSTD signal and a non-TSTD signal transmitted from a base station and estimating channel conditions for the respective paths according to operation modes.

It is still another object of the present invention to provide a device and method for a mobile station for estimating a receiving power of signals transmitted from a base station having a TSTD function.

It is still further another object of the present invention to provide a device and method for a mobile station for estimating a receiving power of a TSTD signal and a non-TSTD signal transmitted from a base station having a TSTD function.

These and other objects are realized by the present invention where a device  
5 and methods are provided for a mobile station for receiving and processing data transmitted in a time-switched transmission diversity (TSTD) function from a base station.

In accordance with one aspect of the present invention, a receiving device for a mobile communication system includes a despreader for despread channel  
10 signals which have been transmitted in a time-switched transmission diversity (TSTD) mode of operation; a pilot separator for separating a pilot signal from the despread channel signals; a channel estimator for generating a channel estimation signal by selecting pilot signals transmitted from a same antenna of a transmitter according to a TSTD pattern of the transmitter; and a compensator for compensating  
15 the channel signals with the channel estimation signal.

In accordance with another aspect of the present invention, a receiving device for a mobile communication system includes a despreader for despread channel signals which have been transmitted in a TSTD mode of operation; a pilot separator for separation a pilot signal from the despread channel signals; a signal  
20 power estimator for generating a signal power estimation signal by selecting pilot signals transmitted from a same antenna of a transmitter according to a TSTD pattern of the transmitter; an interference power estimator for generating an interference power estimation signal from the channel signals transmitted in the

TSTD mode of operation; and a decider for deciding power of a received signal by operating the signal power estimation signal and the interference power estimation signal.

### **BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS**

5        FIGS. 1A through 1C are diagrams illustrating various formats of data transmitted from a base station;

FIG. 2 is a diagram illustrating structure of a data group transmitted from a base station;

FIG. 3 is a diagram illustrating a receiver for a mobile station which receives  
10 data transmitted from a base station according to a first embodiment of the present invention;

FIGS. 4A through 4G are diagrams illustrating formats of data occurring at respective elements of the receiver of FIG. 3;

FIG. 5 is a diagram illustrating a pilot separator of FIG. 3;

15        FIG. 6 is a diagram illustrating a delay of FIG. 3;

FIG. 7 is a diagram illustrating a channel estimator of FIG. 3 according to a first embodiment;

FIG. 8 is a diagram illustrating a channel estimator of FIG. 3 according to a second embodiment;

20        FIG. 9 is a diagram illustrating a receiver for a mobile station for receiving data transmitted from a base station according to a second embodiment of the present invention;

FIG. 10 is a diagram illustrating a signal power estimator of FIG. 9;

FIG. 11A is a diagram illustrating an interference power estimator of FIG. 9 according to a first embodiment;

FIG. 11B is a diagram illustrating an interference power estimator of FIG. 9 according to a second embodiment; and

5        FIG. 12 is a diagram illustrating a device for estimating a receiving power of a received TSTD signal of the receiver of FIG. 9.

#### **DETAILED DESCRIPTION OF PREFERRED EMBODIMENTS**

Preferred embodiments of the present invention will be described herein below with reference to the accompanying drawings. In the following description, 10 well known constructions or functions are not described in detail so as not to obscure the present invention.

The term "interpolation" as used herein refers to an operation of estimating values at several time slots in a predetermined time interval using plural values determined during the predetermined time interval.

15        The receiving device and methods for a mobile station according to the present invention receive and process data transmitted in a time-switched transmission diversity (TSTD) function from a base station. Herein, the present invention will be described with reference to a channel which transmits information from the base station. However, it is contemplated that when a transmission device 20 for a mobile communication system transmits signals on a common channel and/or a dedicated channel in a TSTD mode of operation, a receiving device at the base station of the mobile communication system can receive the TSTD signal transmitted in the TSTD mode of operation according to the embodiments of the

present invention.

FIGS. 1A through 1C illustrate various formats of data output from a transmitter of a base station. Herein, it is assumed that the base station with the TSTD function has two antennas ANT1 and ANT2. More specifically, FIG. 1A illustrates a format of data output from the transmission antenna ANT1 of the base station; FIG. 1B a format of data output from the transmission antenna ANT2 of the base station; and FIG. 1C a format of data output from a base station not using the TSTD function, i.e., a non-TSTD base station. As used herein, the word "data" includes not only actual data, such as packet data, but also all kinds of information which is transmitted in the mobile communication system.

With continued reference to FIGS. 1A through 1C, the TSTD function featured in the data is transmitted by alternating the transmission antennas. For example, where data is transmitted using multiple antennas as shown in FIGS. 1A and 1B, even though a mobile station has a low receiving probability of a signal (or data) because of a bad channel condition for a signal transmitted from one antenna, a next signal may be transmitted via another normal channel using the other antenna, thereby preventing a decrease in the receiving probability. Therefore, the consecutively received data may be less susceptible to the channel condition.

Multiple antennas are generally used to transmit data using the TSTD function. For simplicity, however, it is assumed herein that the base station transmits data using two transmission antennas in a TSTD mode of operation. In addition, it is assumed that even-numbered data groups are transmitted using a first antenna ANT1 as shown in FIG. 1A and odd-numbered data groups are transmitted using a second antenna ANT2 as shown in FIG. 1B.

As illustrated in FIGS. 1A and 1B, while the first antenna ANT1 transmits the even-numbered data group, the second antenna ANT2 does not transmit data. After the first antenna ANT1 completes transmission of the even-numbered data group, the second antenna ANT2 transmits the odd-numbered data group at which  
5 time the first antenna ANT1 does not transmit data. Such a data transmission technique is called a TSTD function. In a TSTD mode of operation, data is generally transmitted by switching two or more antennas. Although the present invention will be described with reference to an embodiment in which the transmitter transmits data using two antennas by sequential time switching, it is also  
10 possible for the transmitter to have three or more antennas for performing the TSTD method of transmitting data by using a TSTD pattern predetermined between the base station and the mobile station, rather than sequential time switching.

FIG. 1C illustrates a format of data transmitted from a base station using a single antenna, without using the TSTD function. As illustrated, all the data groups  
15 are transmitted through one antenna.

FIG. 2 illustrates structure of a data group transmitted from the base station having the TSTD function. As illustrated, each data group transmitted from the base station having the TSTD function is composed of pilot symbols, a power control bit (PCB) and data. The pilot symbols are used for channel estimation, power  
20 estimation and rapid acquisition. Information transmitted through the pilot symbols are known to both the base station and the mobile station. That is, the pilot symbols are transmitted as all "0"s or all "1"s. The power control bit transmitted from the base station controls a transmission power of the mobile station. The "data" refers to data bits (or data signals) transmitted from the base station. Herein, a block

composed of the pilot symbols, the power control bit and the data is referred to as a "data block".

#### **A. First Embodiment**

FIG. 3 illustrates a receiver for a mobile station for receiving data  
5 transmitted from a base station supporting the TSTD function according to a first embodiment of the present invention. The receiver of FIG. 3 is designed to receive data transmitted in both the TSTD mode and a non-TSTD mode of operation. The receiver for the mobile station includes N fingers 301-30N. For convenience, a description will be made focusing on only one finger. In addition, although each  
10 finger processes signals by dividing them into I-channel signals and Q-channel signals, a description is made herein to a process of receiving signals without dividing the signals according to the channels, for simplicity purposes. Each finger has two paths for the I-channel signals and the Q-channel signals.

Referring to FIG. 3, a switch 310 samples a signal output from a  
15 demodulator (not shown) in a preceding stage of the finger 301. A PN (Pseudo Noise) despreader 311 multiplies the sampled signal by a PN sequence to despread the sampled signal. A complex PN despreader can be used for the PN spreader 311. An orthogonal despreader 312 multiplies signals output from the PN despreader 311 by an orthogonal code in order to extract a signal for the corresponding finger from  
20 the output signals of the PN despreader 311. Here, a Walsh code can be used for the orthogonal code. A sum and dump block 313 sums and dumps (or accumulates) signals output from the orthogonal despreader 312.

A pilot separator 314 separates pilot signals and data signals from the signals output from the sum and dump block 313. A channel estimator 316 receives the



pilot signals separated by the pilot separator 314 and is set to the TSTD mode or the non-TSTD mode of operation according a TSTD flag signal output from a controller (not shown). The channel estimator 316 analyzes the pilot signals output from the pilot separator 314 according to the set operation mode to estimate the  
5 channel. A conjugator 318 conjugates an output of the channel estimator 316.

A delay 315 receives the data signals output from the pilot separator 314 and is set to the TSTD mode or the non-TSTD mode of operation according the TSTD flag signal output from the controller. The delay 315 delays data by one data group in the non-TSTD mode of operation and by data groups corresponding to the  
10 number of used antennas in the TSTD mode of operation. A multiplier 319 multiplies the data signals output from the delay 315 by a conjugated channel estimation signal output from the conjugator 318 to generate an output signal of the corresponding finger 301. The delay 315 and the multiplier 319 constitute a channel compensator.

15 A combiner 320 combines outputs F1-FN of the respective fingers 301-30N. A multiplexer 321 multiplexes two-channel signals of the I-channel signal and the Q-channel signal output from the combiner 320 into one-channel signals (i.e., one bit stream). A deinterleaver 322 deinterleaves an output of the multiplexer 321 in order to convert the signals interleaved at the base station into the original  
20 arrangement. A decoder 323 decodes an output of the deinterleaver 322 in order to convert the data encoded at the transmitter into the original data.

FIGS. 4A through 4G illustrate formats of data occurring at the respective elements in the receiver of FIG. 3; the data being transmitted from the base station in the TSTD mode of operation. More specifically, FIGS. 4A and 4B show data

transmitted from the same transmitter by alternating the antennas ANT1 and ANT2. As stated above, when the antenna ANT1 transmits data, the antenna ANT2 does not transmit data, and vice versa.

FIG. 4C shows a format of data output from sum and dump block 313. As illustrated, the data received at the receiver includes not only data for the user of the receiver but also data for other users. By correlating the data received at the receiver with a specific PN code and a specific Walsh code, data for other users are removed and only the data for the user of the receiver remains. In FIG. 4A, the even-numbered data groups (or blocks) DATA0, DATA2, DATA4, ... are transmitted from the transmitter using the antenna ANT1. In FIG. 4B, the odd-numbered data blocks DATA1, DATA3, ... are transmitted from the transmitter using the antenna ANT2. Although the transmitter transmits data using different antennas, the receiver receives the data using one antenna so that the received data may have the format of FIG. 4C.

FIGS. 4D and 4E show formats of data output from the pilot separator 314. More specifically, FIG. 4D shows a format of data input to the delay 315 and FIG. 4E a format of data input to the channel estimator 316. In addition, FIGS. 4F and 4G shows formats of data input to the multiplier 319. More specifically, FIG. 4F shows a format of data output from the delay 315 and FIG. 4G a format of data output from the conjugator 318. The data of FIG. 4F is multiplied in the multiplier 319 by the data of FIG. 4G and the multiplier 319 outputs a channel distortion-compensated value. Here, the channel distortion occurs while the transmission data passes the channel.

Referring to FIGS. 4A through 4G, a description will now be made as to the

operation of the receiver for the mobile station of FIG. 3. The PN despreader 311 includes a PN code generator and PN despreads the received signal. The orthogonal despreader 312 includes a Walsh code generator and orthogonally despreads the PN despread signal. The PN despreader 311, the orthogonal despreader 312 and the sum and dump block 313 constitute a correlator. The despreaders 311 and 312 multiply the mixed signals for the multiple users by the PN code and the Walsh code used, at the transmitter, for the user of the receiver. The sum and dump block 313 sums and dumps the signals multiplied by the PN code and the Walsh code at the despreaders 311 and 312 for a predetermined duration. In the process of the sum and dump, the signals for the other users are removed and only the signal for the intended user remains.

Therefore, the correlator sequentially receives the signals transmitted from the antennas ANT1 and ANT2 of the transmitter and outputs the signals of FIG. 4C by PN desreading, orthogonal desreading, and summing and dumping. The signal output from the correlator is provided to the pilot separator 314. The pilot separator 314 separates the pilot signals and the data signals from the output signals of the correlator and provides the pilot signals to the channel estimator 316 and the data signals to the delay 315.

Referring to FIG. 5, there is shown the pilot separator 314 which separates the pilot symbols arranged in the leading portion of each data block of FIG. 4C, which is output from the sum and dump block 313. In the figure, a switch 511 separates the pilot signals of FIG. 4E from the received signals of FIG. 4C and provides the separated pilot signals to a summer 513, which sums and dumps the pilot signals output from the switch 511.

In the meantime, upon receipt of the data signals of FIG. 4D after completion of separating the pilot signals of FIG. 4E, the switch 511 is connected to the delay 315 to separate the data signals of FIG. 4D from the pilot signals. In this manner, the summer 513 sums and dumps the pilot signals separated from the data block  
5 having the structure of FIG. 2 and provides its output to the channel estimator 316. Furthermore, the switch 511 provides the separated data signals following the pilot signals to the delay 315.

The delay 315 then delays the data signals separated by the pilot separator 314 according to a TSTD flag signal. That is, the delay 315 delays the data signals  
10 by one data group when the TSTD flag signal designates the non-TSTD mode. Alternatively, the delay 315 delays the data signals by data blocks corresponding to the number of the antennas used for the transmitter when the TSTD flag signal designates the TSTD mode. The delay 315 can be constructed as shown in FIG. 6.

Referring to FIG. 6, the delay 315 is provided with the TSTD flag signal  
15 from the controller. When the TSTD function is not used (FLAG=NOTSTD), a switch 615 is connected to an output of a buffer 611. Alternatively, when the TSTD function is used (FLAG=TSTD), the switch 615 is connected to an output of a buffer 613. The buffers 611 and 613 each can store one data block and delay the data stored therein until the next data block is received. Upon receipt of the next  
20 data block, the buffers 611 and 613 output all the data stored therein in an instant. That is, until the next data block is received, the present data blocks are stored in the corresponding buffers.

In this manner, the received data signals are delayed by one data block when the TSTD function is not used (FLAG=NOTSTD). However, when the TSTD

function is used (FLAG=TSTD), the received data signals are delayed by two data blocks. That is, while the channel estimator 316 estimates the channel, the delay 315 delays the data signals of FIG. 4D separated by the pilot separator 315 and outputs the delayed data signal of FIG. 4F.

5       The channel estimator 316 of FIG. 3 receives the pilot signals of FIG. 4E, output from the pilot separator 314. When the TSTD flag designates the non-TSTD function (FLAG=NOTSTD), the channel estimator 316 estimates a condition of only one channel. However, when the TSTD flag designates the TSTD function (FLAG=TSTD), the channel estimator 316 estimates the channels as many as the  
10   number of the transmission antennas. The channel estimator 316 may have the structure of FIG. 7 or 8. Further, the conjugator 318 conjugates the output of the channel estimator 316. The conjugation generally means an operation of converting signs of only an imaginary part of a complex number. That is, when the imaginary part of the complex output of the channel estimator 316 is a positive number, the  
15   conjugator 318 changes the sign of only the imaginary part to a negative number. Alternatively, when the imaginary part is the negative number, the conjugator 318 changes the sign of only the imaginary part to the positive number.

      The multiplier 319 then multiplies the data signal output from the delay 315 by a channel estimation signal output from the conjugator 318, to thereby  
20   compensate for the channel distortion occurring while the data signal passes the channel. The above described elements 311-319 constitute the receiver for one path. FIG. 3 illustrates receivers for N paths, on the assumption that the signals are received via N paths.

      The combiner 320 combines the signals received through the respective

paths. As stated above, inputs to and outputs from the elements 311-319 are complex signals. Therefore, an output of the combiner 320 is also a complex signal, so that the output of the combiner 320 can be divided into a real part and an imaginary part. The multiplexer 321 then multiplexes the real signal and the imaginary signal output from the combiner 320 to convert them into one data flow. The deinterleaver 322 deinterleaves an output of the multiplexer 321 to rearrange the sequence of the data bits, which have been interleaved at the transmitter for overcoming a burst error, into the original sequence. The decoder 323 decodes an output of the deinterleaver 322 to restore the decoded signals using the error correction code, which has been used at the transmitter for overcoming an error occurring during transmission.

FIG. 7 illustrates the channel estimator 316 of FIG. 3, according to a first embodiment, in the case where the TSTD function is implemented using two antennas. The channel estimator 316 receives the pilot signals of FIG. 4E, which were separated and summed by the pilot separator 314. Also, the channel estimator 316 is provided with the TSTD flag signal output from the undepicted controller. When the TSTD function is not used (FLAG=NOTSTD), a switch 716 in the channel estimator 316 is connected to a multiplier 714. However, when the TSTD function is used (FLAG=TSTD), the switch 716 is connected to a multiplier 715. Buffers 711 and 712 each store the summed and dumped values for the pilot signals included in one data block and delay them until the summed and dumped values for the pilot signals included in the next data block are received.

When the TSTD function is not used (FLAG=NOTSTD), the signals transmitted from the transmitter have the format of FIG. 1C and the switch 716 is

connected to the multiplier 714. Therefore, when the pilot signals for the presently received data block are summed and dumped, this value is linearly combined with the summed and dumped values for the pilot signals in the previously received data block to estimate the channel distortion generated while the previously received data stored in the delay 315 passes the channel. As a result, when the signals are transmitted without using the TSTD function, the channel estimator 316 delays the received pilot signals by one data block.

In addition, a multiplier 713 multiplies the summed and dumped values for the pilot signals in the presently received data block by a first coefficient sequence  $C_0(m)$ , and the multiplier 714 multiplies the summed and dumped values for the pilot signals for the previously received data block by a second coefficient sequence  $C_1(m)$ . An adder 718 adds output values of the multipliers 713 and 714. Accordingly, when the TSTD function is not used, an output value of the adder 718 becomes a channel distortion-estimated value for the data included in the previous data block.

However, when the transmitter transmits signals using the TSTD function (FLAG=TSTD), the transmitted signals have the formats of FIG. 4A and 4B. Here, as stated above, the transmitter uses two transmission antennas to implement the TSTD function. Although the data blocks are transmitted in the forms of FIGS. 4A and 4B, the correlator in the receiver having one antenna receives the data blocks in the form of FIG. 4C and despreads the received data to extract the channel data for the corresponding user.

In FIG. 4C, since the even-numbered data blocks DATA0, DATA2 and DATA4 and the odd-numbered data blocks DATA1 and DATA3 are transmitted

using two different antennas, respectively, channel estimation should be separately performed for the even-numbered data blocks and the odd-numbered data blocks. That is, channel estimation for the even-numbered data blocks should be performed using the pilot signals in the even-numbered data blocks. So, the received pilot  
5 signals should be delayed using the two buffers 711 and 712 until the pilot signals in the next even-numbered data block are received for channel estimation. The switch 716 is then connected to the multiplier 715.

As the switch 716 is connected to the multiplier 715, the multiplier 713 multiplies the summed and dumped values for the pilot signals in the presently  
10 received data block by the first coefficient sequence  $C_0(m)$  and the multiplier 715 multiplies the summed and dumped values for the pilot signals in the previously received data block by a third coefficient  $C_2(m)$ . That is, if the presently received data block is a even-numbered data block, the summed and dumped values for the pilot signals in the presently received data block and the previously received even-  
15 numbered data block are multiplied by the first and third coefficient sequences  $C_0(m)$  and  $C_2(m)$ , respectively. Alternatively, if the presently received data block is an odd-numbered data block, the summed and dumped values for the pilot signals in the presently received data block and the previously received odd-numbered data block are multiplied by the first and third coefficient sequences  $C_0(m)$  and  $C_2(m)$ ,  
20 respectively.

The adder 718 adds outputs of the multipliers 713 and 715, and the output of the adder 718 becomes the channel distortion-estimated values for the data included in the previous even-numbered or odd-numbered data block. The first, second and third coefficient sequences  $C_0(m)$ ,  $C_1(m)$  and  $C_2(m)$  for the multipliers



713, 714 and 715, respectively, are coefficient sequences used for estimating gap values, and determining the size (i.e., length) of the coefficient sequences depending on the number of data positions in the data block. Therefore, the channels can be estimated according to the positions of the data in the received data  
5 block. When the signals are transmitted using the TSTD function, the gap between two values for the summed and dumped pilot signals is different from the case where the TSTD function is not used. Therefore, the first, second and third coefficient sequences  $C_0(m)$ ,  $C_1(m)$  and  $C_2(m)$  for the multipliers 713, 714 and 715, respectively, should be changed.

10 FIG. 8 illustrates the channel estimator 316 of FIG. 3 according to a second embodiment. As described above with reference to FIG. 7, channel estimation is performed for the respective data positions by performing a linear operation using two summed and dumped values for the pilot signals. However, in FIG. 8, channel estimation is performed for the respective data positions by performing a linear  
15 operation using M summed and dumped values for the pilot signals.

Though the channel estimation methods using the channel estimators described herein with reference to FIGS. 7 and 8 are theoretically identical to each other, they are implemented in different manners. In FIG. 7, the buffers 711 and 712 have the same buffer size and delay time. However, in FIG. 8, there is provided  
20 a buffer size (or length) controller 811 for controlling buffers 812-817. That is, when the channel estimator 316 receives the flag signal (FLAG=NOTSTD) representing that the TSTD function is not used, the buffer size controller 811 stores the summed and dumped values for the pilot signals in the present data block in the buffers 812-817, and outputs the stored values upon reception of the summed and

dumped values for the pilot signals in the next data block to store the summed and dumped values of the pilot signals in the next data block in the buffers 812-817.

However, upon receipt of the flag signal (FLAG=TSTD) representing that the TSTD function is used, the buffer size controller 811 stores two values  
5 determined by summing and dumping the pilot signals in the buffer 812-817, and outputs a first input value out of the two values upon receipt of a summed and dumped value for the pilot signals in the next data block to store the summed and dumped values for the pilot signals in the newly received data block. In this manner, the channel estimator 316 can obtain the same result as that of FIG. 7  
10 which uses the switch. In addition, the size of coefficient sequences for multipliers 818-823 depends on the number of the data positions in the data block. Moreover, as in the case of FIG. 7, the size of the coefficient sequences in the case where the TSTD function is not used should be different from that in the case where the TSTD function is used.

## 15 **B. Second Embodiment**

FIG. 9 illustrates a receiver for a mobile station for receiving data transmitted from a base station supporting the TSTD function according to a second embodiment of the present invention. The receiver of FIG. 9 is designed to receive data transmitted in both the TSTD mode and a non-TSTD mode of operation. The  
20 receiver for the mobile station includes N fingers 901-90N. For convenience, a description herein focuses on only one finger. In addition, although each finger processes signals by dividing them into I-channel signals and Q-channel signals, a description is made herein to a process of receiving signals without dividing the signals according to the channels, for simplicity purposes. Each finger has two

paths for the I-channel signals and the Q-channel signals.

With continued reference to FIG. 9, a switch 910 samples a signal output from a demodulator (not shown) placed in a preceding stage of the finger 901. A PN (Pseudo Noise) despreaders 911 multiplies the sampled signal by a PN sequence  
5 to despread the sampled signal. A complex PN despreaders can be used for the PN spreaders 911. An orthogonal despreaders 912 multiplies signals output from the PN despreaders 911 by a corresponding orthogonal code in order to extract a signal for the corresponding finger from the output signals of the PN despreaders 911. Here, a Walsh code can be used for the orthogonal code. A sum and dump block 913  
10 sums and dumps signals output from the orthogonal despreaders 912.

A pilot separator 914 separates pilot signals and data signals from the signals output from the sum and dump block 913. A channel estimator 916 receives the pilot signals separated by the pilot separator 914 and is set to the TSTD mode or the non-TSTD mode of operation according a TSTD flag signal output from a  
15 controller (not shown). The channel estimator 916 analyzes the pilot signals output from the pilot separator 914 according to the set operation mode to estimate the channel. A conjugator 918 conjugates an output of the channel estimator 916.

A delay 915 receives the data signals output from the pilot separator 914 and is set to the TSTD mode or the non-TSTD mode of operation according the TSTD  
20 flag signal output from the controller. The delay 915 delays data by one data group in the non-TSTD mode of operation and by data groups corresponding to the number of the used antennas in the TSTD mode of operation. A multiplier 919 multiplies the data signals output from the delay 915 by a conjugated channel estimation signal output from the conjugator 918 to generate an output signal of the

corresponding finger 901. The delay 915 and the multiplier 919 constitute a channel compensator.

A first combiner 920 combines channel compensation signals F1-FN output from the respective fingers 901-90N. A signal power estimator 921 receives the  
5 pilot signals separated by the pilot separator 914 and is set to the TSTD mode or the non-TSTD mode of operation according to the TSTD flag signal output from the undepicted controller. The signal power estimator 921 estimates power of the summed and dumped values for the pilot signals output from the pilot separator 914. A second combiner 922 combines power estimation signals P1-PN output from  
10 the signal power estimators in the respective fingers 901-90N.

An interference power estimator 923 estimates a receiving power of an interference signal. The reason that the receiver for the mobile station estimates the receiving power of the interference signal is to control a transmission power of the transmitter for the base station depending on the receiving power of a desired signal  
15 estimated by the signal power estimator 921 and a signal-to-interference ratio (SIR) estimated by the interference power estimator 923.

A multiplier 924 multiplies an output of the second combiner 922 by an output of the interference power estimator 923 which outputs a reciprocal of an interference power by estimating a power of the interference signal. The multiplier  
20 924 provides its output to a decider 925, which compares the input SIR with a threshold value to output a power control command to be transmitted to the transmitter of the base station. The decider 925 transmits a power-up command to the base station when the SIR is lower than the threshold value, and transmits a power-down command to the base station when the SIR is higher than a threshold

value.

The first combiner 920 combines the channel compensation signals F1-FN output from the multipliers 919 in the respective fingers 901-90N, and the second combiner 922 combines the signal powers P1-PN estimated by the signal power  
5 estimators 921 in the respective fingers 901-90N.

When the receiver of FIG. 9 receives data in the TSTD mode of operation, the formats of signals generated at the respective stages are the same as those described in the first embodiment with reference to FIGS. 4A to 4G.

The pilot separator 914 separates the pilot signals and the data signals from  
10 the data group and provides the separated pilot signals to the channel estimator 916 and the signal power estimator 921. Further, the pilot separator 914 provides the data signals to the delay 915. The pilot separator 914 has the same structure as in the first embodiment described with reference to FIG. 5. Also, operation of the pilot separator 914 is performed in the same manner as the first embodiment.

15 The delay 915 then delays the data signals separated by the pilot separator 914 according to a TSTD flag signal. That is, the delay 915 delays the data signals by one data group when the TSTD flag signal designates the non-TSTD mode. Alternatively, the delay 915 delays the data signals by data groups corresponding to the number of the antennas used for the transmitter when the TSTD flag signal  
20 designates the TSTD mode. The delay 915 can be constructed as shown in FIG. 6. Here, operation of the delay 915 is performed in the same manner as in the first embodiment.

The channel estimator 916 of FIG. 9 receives the pilot signals of FIG. 4E, output from the pilot separator 914. When the TSTD flag designates the non-TSTD

function (FLAG=NOTSTD), the channel estimator 916 estimates a condition of only one channel. However, when the TSTD flag designates the TSTD function (FLAG=TSTD), the channel estimator 916 estimates the channels as many as the number of the transmission antennas. The channel estimator 916 may have the same  
5 structure as that of FIG. 7. The channel estimator 916 of FIG 7 is implemented on the assumption that the TSTD function is performed using two antennas. Further, the channel estimator 916 operates in the same manner as in the first embodiment.

In addition, the receiving device for the mobile station estimates the channel distortion to compensate for the estimated channel distortion and also estimates the  
10 receiving power of the mobile station using the pilot signals. A description will now be made as to an operation of estimating the receiving power of the mobile station.

FIG. 10 illustrates the signal power estimator 921 of FIG. 9 which estimates power of a received signal. The signal power estimator 921 is set to the TSTD mode or non-TSTD mode of operation according to the TSTD flag signal output from the  
15 controller.

A power measurer 1012 receives the summed and dumped pilot signals output from the pilot separator 914, separately squares the real part and the imaginary part thereof, and adds them. A switch 1014 connected to the power measurer 1012 is turned ON and OFF according to the TSTD flag signal. That is,  
20 the switch 1014 is turned ON in the TSTD mode of operation to connect with an output of the power measurer 1012.

In addition, the switch 1014 can be turned ON or OFF in the non-TSTD mode of operation to connect or disconnect the output of the power measurer 1012 to/from a buffer 1016. The buffer 1016 stores a power estimation output from the

switch 1014 and delays the stored power estimation value until the pilot signals for the next data block are received. The buffer 1016 can store the summed and dumped values for the pilot signals in one data block and delays the stored value until the summed and dumped value for the pilot signals in the next data block is  
5 received. An adder 1018 adds an output of the power measurer 1012 to an output of the buffer 1016 to output a signal power for the corresponding finger.

A description will now be made as to an operation of the signal power estimator 921 with reference to FIG. 10. Signals input to the signal power estimator 921 are the summed and dumped values for the pilot signals separated by the pilot  
10 separator 914. Further, the summed and dumped values include a summed and dumped value for the pilot signals transmitted via the I-channel and a summed and dumped value for the pilot signals transmitted via the Q-channel. The power measurer 1012 receives the summed and dumped values for the pilot signals transmitted via both the I-channel and Q-channel. The power measurer 1012  
15 separately squares the summed and dumped value for the pilot signals transmitted via the I-channel and the summed and dumped value for the pilot signals transmitted via the Q-channel, and then adds them.

The switch 1014 enables the signal power estimator 921 to operate in the TSTD mode or the non-TSTD mode according to the TSTD flag signal from the  
20 controller. When the signal power estimator 921 operates in the TSTD mode (FLAG=TSTD), the switch 1014 is turned ON to connect with the power measurer 1012. The adder 1018 then adds the output of the buffer 1016 which stores a receiving power estimation value for the previous data block with a receiving power estimation value for the present data block output from the power measurer 1012.

Here, the output of the adder 1018 is a value obtained by adding the receiving powers estimated separately for the two data blocks. Therefore, the adder 1018 adds the receiving power estimation value for the previously received data block output from the buffer 1016 with the receiving power estimation value for the present data  
5 block output from the power measurer 1012 to generate a power estimation value for a signal transmitted in the TSTD mode of operation.

However, when the signal power estimator 921 does not operate in the TSTD mode (FLAG=NOTSTD), the switch 1014 can be turned ON or OFF. When the switch 1014 is turned OFF, the power measurer 1012 is disconnected from the  
10 buffer 1016. In this case, the adder 1018 is not provided with the power estimation value for the previous data block output from the buffer 1016. So, the adder 1018 outputs the power estimation value for the present data block, output from the power measurer 1012 as it is. Alternatively, when the switch 1014 is turned ON, the signal power estimator 921 operates in the same manner as the TSTD mode.

15 Accordingly, in the non-TSTD mode of operation, if the switch 1014 is turned ON, the signal power estimator 921 estimates the receiving power using the power of the received signals for two data blocks, which contributes to an accurate power estimation but causes a time delay. In addition, if the switch 1014 is turned OFF in the non-TSTD mode of operation, the signal power estimator 921 has a low  
20 accuracy of the power estimation but has a reduced time delay.

FIGS. 11A and 11B illustrate the interference power estimator 923 according to a first and a second embodiment, respectively. In FIG. 11A, the interference power estimator 923 samples a signal output from demodulator (not shown) and directly estimates an interference power. In FIG. 11B, the interference power



estimator 923 samples a signal output from demodulator, generates a particular interference signal using a PN code and a Walsh code, and then estimates the interference power.

Referring to FIG. 11A, a power measurer 1111 measures power of an  
5 interference signal for a received signal. A sum and dump block 1113 sums and dumps measured value for the interference power included in the received signal, output from the power measurer 1111, in the data block unit. A reciprocal block 1115 takes a reciprocal of the summed and dumped interference power.

A description will now be made as to an operation of the interference power  
10 estimator of the first embodiment with reference to FIG. 11A. The power measurer 1111 estimates power of the received signal. Signals input to the power measurer 1111 includes signals for the intended user, signals for other users, interference from other cells, and additive white Gaussian noise (AWGN). Here, since the signals input to the power measurer 1111 has not yet been despread using the PN  
15 code and the Walsh code for the intended user, the sum of the interference powers is much higher than the signal power for the intended user. Therefore, the signal for the intended user is negligible so that it can be considered as an interference signal with respect to the signal which is despread using the PN code and the Walsh code. Accordingly, the power measurer 1111 estimates power of the interference signal.

20 The sum and dump block 1113 then receives the output of the power measurer 1111 to sum and dump the power estimation value for a predetermined duration. The reciprocal block 1115 receiving the output of the sum and dump block 1113, takes a reciprocal of the interference power estimated by power measurer 1111 and the sum and dump block 1113. By multiplying the output of the

reciprocal block 1115 by the output of the signal power estimator 921, the receiver can estimate the SIR so that it is possible to control a transmission power of the transmitter of the other party.

Referring to FIG. 11B, a PN despreader 1151 multiplies the received signal  
5 by a PN sequence to PN despread the received signal. An orthogonal despreader 1153 multiplies the PN despread signal by an orthogonal code. Here, a unused Walsh code  $W_m$  is used for the orthogonal code. A first sum and dump block 1155 sums and dumps a signal output from the orthogonal despreader 1153 in the symbol unit. A power measurer 1157 squares an output of the sum and dump block 1155  
10 to measure the signal power. A second sum and dump block 1158 sums and dumps two or more values output from the power measurer 1157 to calculate a mean power value. A reciprocal block 1159 takes a reciprocal of the estimated signal power. Here, by using the second sum and dump block 1158, it is possible to estimate an accurate receiving power of the interference signal.

15 A description will now be made as to an operation of the interference power estimator 923. All the users in the same cell use the same PN code for despreading. However, the Walsh code  $W_m$  is used which is not used by anybody in the same cell. By despreading the received signal using the Walsh code  $W_m$ , it is possible to remove all the signals for the intended user and the other users by means of an  
20 orthogonality of the Walsh code. That is, by despreading the signal for the intended user neglected in FIG. 11A using the unused Walsh code  $W_m$ , it is possible to remove all the signals for the intended user as well as the other users by means of an orthogonality of the Walsh code. In this manner, the interference power estimator 923 can accurately estimate the interference power.

FIG. 12 is a diagram illustrating only the signal power estimator 921, the interference power estimator 923, the combiner 922 and the decider 925, which are interrelated for estimating the receiving power in the receiver of FIG. 9. The interference power estimator 923 has the structure shown in FIG. 11A or 11B.

5 Herein, it is assumed that the interference power estimator 923 has the structure of FIG. 11A. For convenience of description, new reference numerals are used for the respective elements in FIG. 12.

Signal power estimators 1201-120N in N fingers of the receiver for the mobile station receive signals transmitted via N paths. Signals input to power

10 measures 1211-121N in the respective signal power estimators 1201-120N are the summed and dumped values for the pilot signals output from the pilot separator 914. Signal input to a power measurer 1251 in the interference power estimator 923 are demodulated signals mixed of signals for the intended user, signals for other users and interference components.

15 The signal power estimators 1201-120N are set to TSTD mode or non-TSTD mode of operation according to the TSTD flag signal output from the controller. In the TSTD mode of operation, switches 1221-122N are turned ON. In the TSTD mode operation, the switches 1221-122N may be turned ON or OFF. Here, if the switches 1221-122N are turned ON, the power estimation value is calculated using

20 two data blocks. In the TSTD mode of operation, the transmitter transmits signals via multiple antennas.

For example, assuming that the transmitter transmits the signals via two antennas, even-numbered data groups and odd-numbered data groups are transmitted via the different antennas, respectively. The receiver receiving the

signals transmitted in the TSTD mode of operation, controls the transmission power by estimating a mean power of the two antennas. In this case, since the receiver should know estimated receiving powers for both the even-numbered data group and the odd-numbered data group, the switches 1221-122N are turned ON. Adders 5 1241-124N then add the signal power estimation values for the present data blocks output from the corresponding signal power estimators 1211-121N with the signal power estimation values for the previous data blocks output from buffers 1231-123N to generate signal power estimation values for the corresponding fingers. A combiner 1257 then combines the signal power estimation vales for N channels 10 output from the adders 1241-124N.

As stated above, in the case where the transmitter transmits signals in the non-TSTD mode of operation, it is possible to calculate a more accurate power estimation value by closing (turning ON) the switches 1221-122N. However, the power estimation cannot be performed until the two data groups are received, 15 thereby causing a power estimation delay. In the case where the transmitter transmits signals in the non-TSTD mode of operation, it is possible to prevent the power estimation delay by opening (turning OFF) the switches 1221-122N. In this case, however, an accuracy of the power estimation decreases.

In addition, a power measurer 1251, a sum and dump block 1253 and a 20 reciprocal block 1255 in the interference power estimator 923 operate to estimate the receiving power of the interference signal. The elements 1251, 1253 and 1255 have the same functions as described with reference to FIG. 11A.

A multiplier 1259 multiplies an output of the combiner 1257, which combines the signal power estimation values for the respective paths output from

the signal power estimators 1201-120N, by an output of the interference power estimator 923. Therefore, an output of the multiplier 1259 is an SIR (Signal-to-Inference Ratio) signal, which is provided to a decider 1261. The decider 1261 compares the SIR output from the multiplier 1259 with a threshold to transmit a  
5 power-up command to the transmitter of the other party when the SIR is lower than the threshold and to transmit a power-down command when the SIR is higher than the threshold.

As can be appreciated from the foregoing descriptions, in the case where the base station has multiple antennas transmitting data using the TSTD function on a  
10 time-division basis, the mobile station receives the transmitted data sequentially or in a predetermined pattern, despreads the received data and separates data and pilot signals from the despread data. The separated pilot signals are accumulated in a data group unit to estimate the channel and the receiving power, and the channel estimated value is multiplied by the delayed data signal to compensate for distortion  
15 included in the received data. Accordingly, the receiver and methods for the mobile station according to the present invention can efficiently estimate the TSTD signal and the receiving power. In addition, the receiver can receive both the signals transmitted in both the TSTD mode and the non-TSTD mode of operations by altering a method of buffering the received data and pilot signals according to the  
20 operation mode.

While the invention has been shown and described with reference to a certain preferred embodiment thereof, it will be understood by those skilled in the art that various changes in form and details may be made therein without departing from the spirit and scope of the invention as defined by the appended claims.

**WHAT IS CLAIMED IS:**

1. A receiving device for a mobile communication system, comprising:  
a despreader for despread channel signals which have been transmitted  
in a time-switched transmission diversity (TSTD) mode of operation;  
5 a pilot separator for separating a pilot signal from the despread channel  
signals;  
a channel estimator for generating a channel estimation signal by selecting  
pilot signals transmitted from a same antenna of a transmitter according to a TSTD  
pattern of the transmitter; and  
10 a compensator for compensating the despread channel signals with the  
channel estimation signal.
2. The receiving device as claimed in claim 1, wherein the channel  
estimator comprises:  
at least two buffers for storing the pilot signals;  
15 a switch for selecting pilot signals transmitted from a same antenna that has  
transmitted a present pilot signal, by switching outputs of the buffers according to  
the TSTD pattern; and  
an operator for operating pilot signals transmitted from the same antenna to  
generate the channel estimation signal.
- 20 3. The receiving device as claimed in claim 2, wherein the pilot  
separator comprises:

- 31 -

a switch for separating the pilot signal and a data signal from the despread channel signals; and

a summer for summing and dumping the separated pilot signal.

4. The receiving device as claimed in claim 3, further comprising a delay  
5 for delaying the separated data signal to provide the data signal to the compensator in sync with the channel estimation signal.

5. The receiving device as claimed in claim 4, wherein the compensator comprises:

a conjugator for conjugating the channel estimation signal; and

10 a multiplier for multiplying the data signal by the conjugated channel estimation signal.

6. A receiving device for a mobile communication system, comprising:  
a despreader for despreding channel signals which have been transmitted in a TSTD mode of operation;

15 a pilot separator for separating a pilot signal from the despread channel signals;

a signal power estimator for generating a signal power estimation signal by selecting pilot signals transmitted from at least two antennas of a transmitter according to a TSTD pattern of the transmitter;

20 an interference power estimator for generating an interference power estimation signal from the channel signals transmitted in the TSTD mode of

operation; and

a decider for deciding power of a received signal by operating the signal power estimation signal and the interference power estimation signal.

7. The receiving device as claimed in claim 6, wherein the signal power  
5 estimator comprises:

a power measurer for measuring power of the pilot signal by operating the separated pilot signal;

a selector for selecting a power value of a first pilot signal and a power value  
of a second pilot signal, measured according to the TSTD pattern, the second pilot  
10 signal being transmitted from an antenna other than the antenna that has transmitted  
the first pilot signal; and

an operator for operating power values of the selected pilot signals  
transmitted from the same antenna to estimate the signal power.

8. The receiving device as claimed in claim 7, wherein the interference  
15 power estimator comprises:

a power measurer for measuring power of a signal transmitted in the TSTD  
mode of operation;

a summer for summing and dumping the estimated signal power in a data  
group unit; and

20 a reciprocal element for generating the interference power estimation signal  
by taking a reciprocal of the summed and dumped signal power.



9. The receiving device as claimed in claim 7, wherein the interference power estimator comprises:

a despreader for despreading the channel signals transmitted in the TSTD mode of operation using a specific spreading code;

5 a power measurer for measuring power of the despread signal;

a summer for summing and dumping the measured signal power in a data group unit; and

a reciprocal element for generating the interference power estimation signal by taking a reciprocal of the summed and dumped signal power.

10 10. The receiving device as claimed in claim 7, wherein the pilot separator comprises:

a switch for separating the pilot signal and a data signal from the despread channel signals; and

a summer for summing the separated pilot signal.

15 11. A receiving device for a mobile communication system, comprising:

a despreader for despreading channel signals which have been transmitted in a TSTD mode of operation;

a pilot separator for separating a pilot signal from the despread channel signals;

20 a channel estimator for generating a channel estimation signal by selecting pilot signals transmitted from a same antenna of a transmitter according to a TSTD pattern of the transmitter;

- 34 -

a compensator for compensating the despread channel signals with the channel estimation signal;

a signal power estimator for generating a signal power estimation signal by selecting pilot signals transmitted from at least two antennas of a transmitter  
5 according to the TSTD pattern of the transmitter;

an interference power estimator for generating an interference power estimation signal from the channel signals transmitted in the TSTD mode of operation; and

a decider for deciding power of a received signal by operating the signal  
10 power estimation signal and the interference power estimation signal.

12. The receiving device as claimed in claim 11, wherein the channel estimator comprises:

at least two buffers for storing the pilot signals;

a switch for selecting pilot signals transmitted from a same antenna that has  
15 transmitted a present pilot signal, by switching outputs of the buffers according to the TSTD pattern; and

an operator for operating the pilot signals transmitted from the same antenna to generate the channel estimation signal.

13. The receiving device as claimed in claim 12, wherein the pilot  
20 separator comprises:

a switch for separating the pilot signal and a data signal from the despread channel signals; and

a summer for summing the separated pilot signal.

14. The receiving device as claimed in claim 13, further comprising a delay for delaying the separated data signal to provide the data signal to the compensator in sync with the channel estimation signal.

5 15. The receiving device as claimed in claim 4, wherein the compensator comprises:

a conjugator for conjugating the channel estimation signal; and

a multiplier for multiplying the data signal by the conjugated channel estimation signal.

10 16. The receiving device as claimed in claim 11, wherein the signal power estimator comprises:

a power measurer for measuring power of the pilot signal by operating the separated pilot signal;

a selector for selecting a power value of a first pilot signal and a power value  
15 of a second pilot signal, measured according to the TSTD pattern, the second pilot signal being transmitted from an antenna other than the antenna that has transmitted the first pilot signal; and

an operator for operating power values of the selected pilot signals transmitted from the same antenna to estimate the signal power.

20 17. The receiving device as claimed in claim 16, wherein the interference

power estimator comprises:

a power measurer for measuring power of a signal transmitted in the TSTD mode of operation;

a summer for summing and dumping the measured signal power in a data  
5 group unit; and

a reciprocal element for generating the interference power estimation signal by taking a reciprocal of the summed and dumped signal power.

18. The receiving device as claimed in claim 16, wherein the interference power estimator comprises:

10 a despreader for despreading the channel signals transmitted in the TSTD mode of operation using a specific spreading code;

a power measurer for measuring power of the despread signal;

a summer for summing and dumping the measured signal power in a data  
group unit; and

15 a reciprocal element for generating the interference power estimation signal by taking a reciprocal of the summed and dumped signal power.

19. The receiving device as claimed in claim 16, wherein the pilot separator comprises:

a switch for separating the pilot signal and a data signal from the despread  
20 channel signals; and

a summer for summing the separated pilot signal.

20. A receiving method for a mobile communication system, comprising the steps of:

despreading channel signals which have been transmitted in a TSTD mode of operation;

5 separating a pilot signal from the despread channel signals;

generating a channel estimation signal by selecting pilot signals transmitted from a same antenna of a transmitter according to a TSTD pattern of the transmitter; and

compensating the despread channel signals with the channel estimation  
10 signal.

21. The receiving method as claimed in claim 20, wherein the channel estimation signal generating step comprises the steps of:

delaying the pilot signals;

selecting pilot signals transmitted from a same antenna that has transmitted  
15 a present pilot signal, by switching outputs of the buffers according to the TSTD pattern; and

operating pilot signals transmitted from the same antenna to generate the channel estimation signal.

22. The receiving method as claimed in claim 21, wherein the pilot signal  
20 separating step comprises the steps of:

separating the pilot signal and a data signal from the despread channel signals; and

summing and dumping the separated pilot signal.

23. The receiving method as claimed in claim 22, further comprising a step of delaying the separated data signal to synchronize the data signal with the channel estimation signal.

5        24. The receiving method as claimed in claim 23, wherein the compensation step comprises the steps of:

conjugating the channel estimation signal; and

multiplying the data signal by the conjugated channel estimation signal.

25. A receiving method for a mobile communication system, comprising  
10 the steps of:

despreading channel signals which have been transmitted in a TSTD mode of operation;

separating a pilot signal from the despread channel signals;

generating a signal power estimation signal by selecting pilot signals  
15 transmitted from at least two antennas of a transmitter according to a TSTD pattern of the transmitter;

generating an interference power estimation signal from the channel signals transmitted in the TSTD mode of operation; and

deciding power of a received signal by operating the signal power estimation  
20 signal and the interference power estimation signal.

26. The receiving method as claimed in claim 25, wherein the signal power estimating step comprises the steps of:

measuring power of the pilot signal by operating the separated pilot signal;

selecting a power value of a first pilot signal and a power value of a second  
5 pilot signal, measured according to the TSTD pattern, the second pilot signal being transmitted from an antenna other than the antenna that has transmitted the first pilot signal; and

operating power values of the selected pilot signals transmitted from the same antenna to estimate the signal power.

10 27. The receiving method as claimed in claim 26, wherein the interference power estimating step comprises the steps of:

measuring power of a signal transmitted in the TSTD mode of operation;

summing and dumping the estimated signal power in a data group unit; and

generating the interference power estimation signal by taking a reciprocal of  
15 the summed and dumped signal power.

28. The receiving method as claimed in claim 26, wherein the interference power estimation step comprises the steps of:

despreading the channel signals transmitted in the TSTD mode of operation using a specific spreading code;

20 measuring power of the despread signal;

summing and dumping the measured signal power in a data group unit; and

generating the interference power estimation signal by taking a reciprocal of

the summed and dumped signal power.

29. The receiving method as claimed in claim 26, wherein the pilot signal separating step comprises the steps of:

separating the pilot signal and a data signal from the despread channel  
5 signals; and  
summing and dumping the separated pilot signal.

30. A receiving method for a mobile communication system, comprising the steps of:

despreading channel signals which have been transmitted in a TSTD mode  
10 of operation;

separating a pilot signal from the despread channel signals;

generating a channel estimation signal by selecting pilot signals transmitted from a same antenna of a transmitter according to a TSTD pattern of the transmitter;

compensating the despread channel signals with the channel estimation  
15 signal;

generating a signal power estimation signal by selecting pilot signals transmitted from at least two antennas of a transmitter according to the TSTD pattern of the transmitter;

generating an interference power estimation signal from the channel signals  
20 transmitted in the TSTD mode of operation; and

deciding power of a received signal by operating the signal power estimation signal and the interference power estimation signal.



31. The receiving method as claimed in claim 30, wherein the channel estimator comprises:

delaying the pilot signals;

selecting pilot signals transmitted from a same antenna that has transmitted  
5 a present pilot signal, by switching outputs of the buffers according to the TSTD pattern; and

operating the pilot signals transmitted from the same antenna to generate the channel estimation signal.

32. The receiving method as claimed in claim 31, wherein the pilot signal  
10 separating step comprises the steps of:

separating the pilot signal and a data signal from the despread channel signals; and

summing and dumping the separated pilot signal.

33. The receiving method as claimed in claim 32, further comprising the  
15 step of delaying the separated data signal to synchronize the data signal with the channel estimation signal.

34. The receiving method as claimed in claim 33, wherein the compensation step comprises the steps of:

conjugating the channel estimation signal; and

20 multiplying the data signal by the conjugated channel estimation signal.

35. The receiving method as claimed in claim 30, wherein the signal power estimating step comprises the steps of:

measuring power of the pilot signal by operating the separated pilot signal;

selecting a power value of a first pilot signal and a power value of a second  
5 pilot signal, measured according to the TSTD pattern, the second pilot signal being  
transmitted from an antenna other than the antenna that has transmitted the first  
pilot signal; and

operating power values of the selected pilot signals transmitted from the  
same antenna to estimate the signal power.

10 36. The receiving method as claimed in claim 35, wherein the interference  
power estimating step comprises the steps of:

measuring power of a signal transmitted in the TSTD mode of operation;

summing and dumping the measured signal power in a data group unit; and

generating the interference power estimation signal by taking a reciprocal of  
15 the summed and dumped signal power.

37. The receiving method as claimed in claim 35, wherein the interference  
power estimating step comprises the steps of:

despreading the channel signals transmitted in the TSTD mode of operation  
using a specific spreading code;

20 measuring power of the despread signal;

summing and dumping the measured signal power in a data group unit; and

generating the interference power estimation signal by taking a reciprocal of

the summed and dumped signal power.

38. The receiving method as claimed in claim 35, wherein the pilot signal separating step comprises the steps of:

separating the pilot signal and a data signal from the despread channel  
5 signals; and  
summing and dumping the separated pilot signal.



FIG. 1A

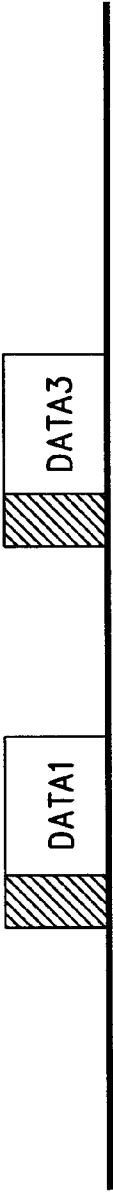


FIG. 1B



FIG. 1C

 : PILOT SIGNAL

2/11

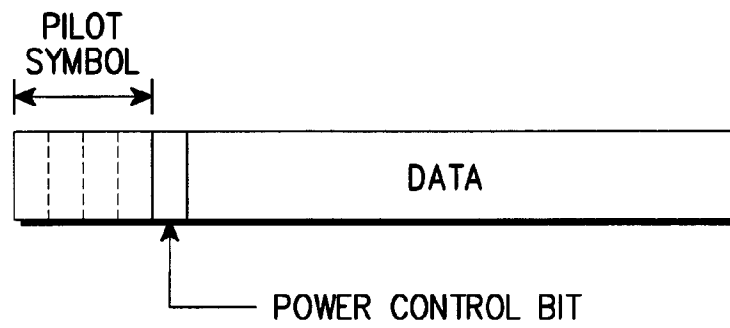
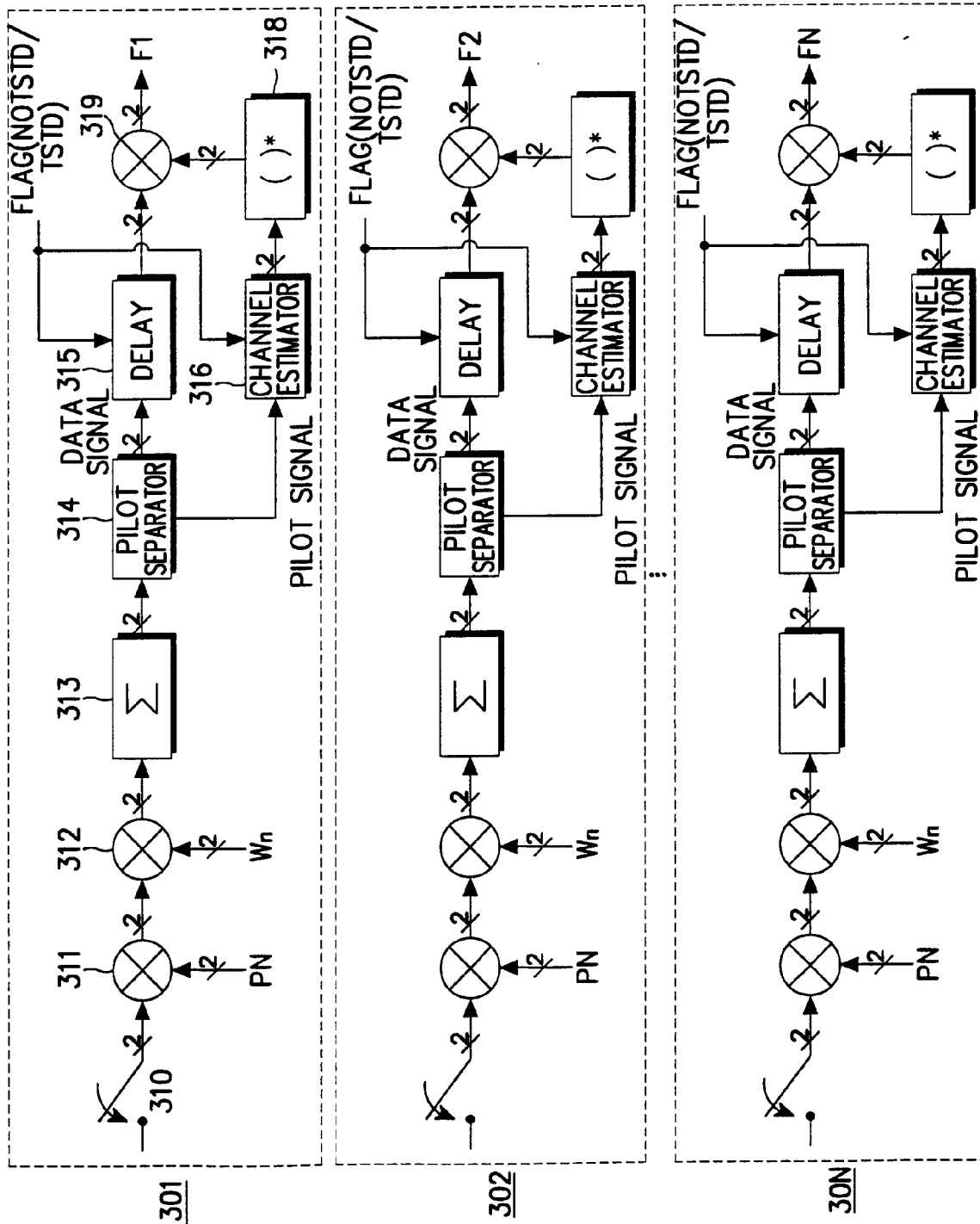
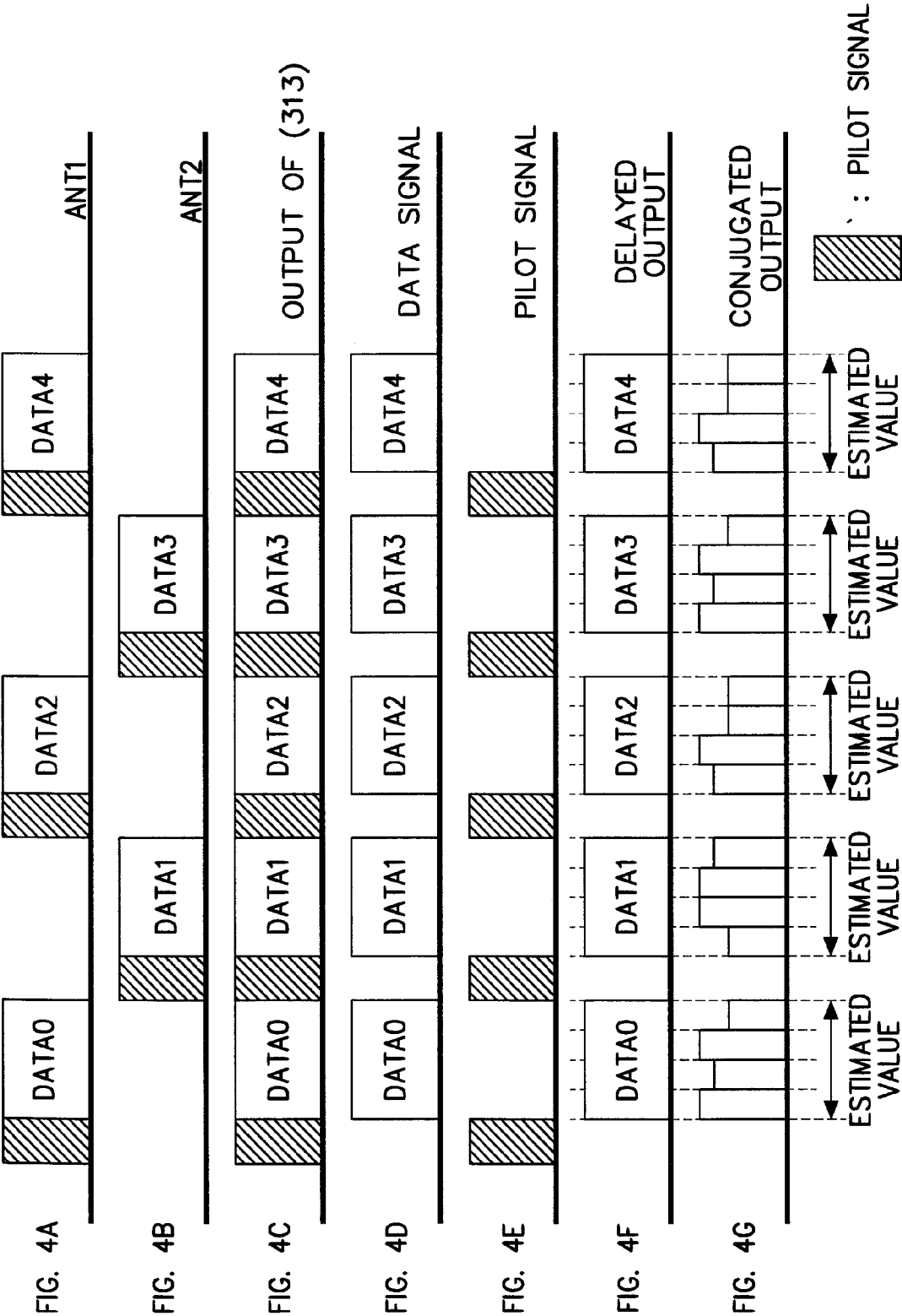


FIG. 2



✓2: MEANS TWO LINES  
FIG. 3

FIG. 3.



5/11

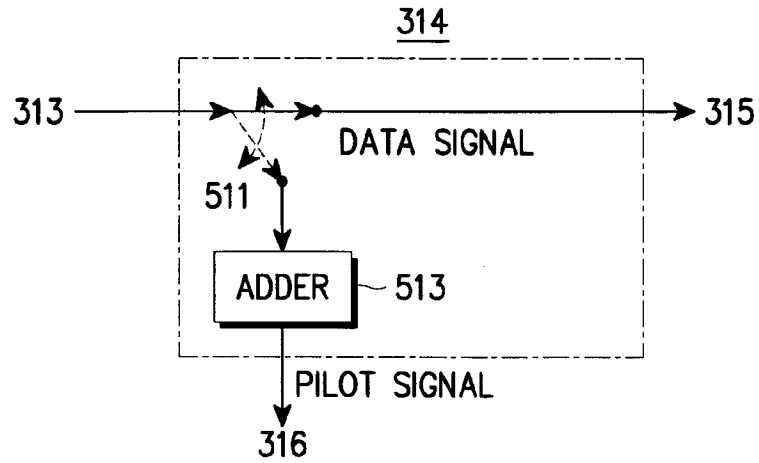


FIG. 5

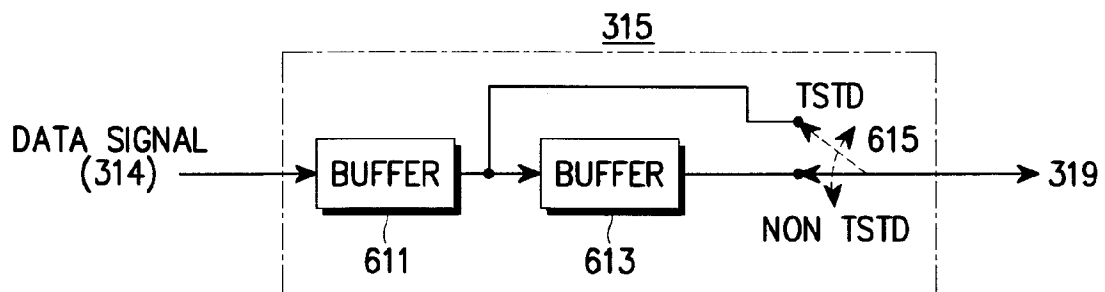


FIG. 6



6/11

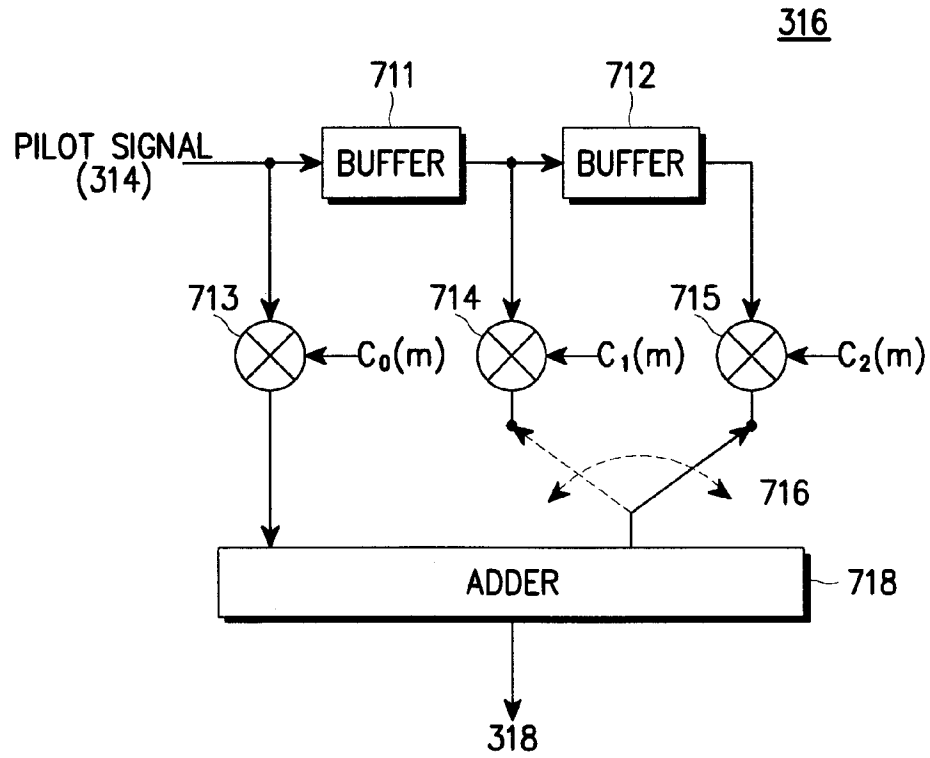


FIG. 7

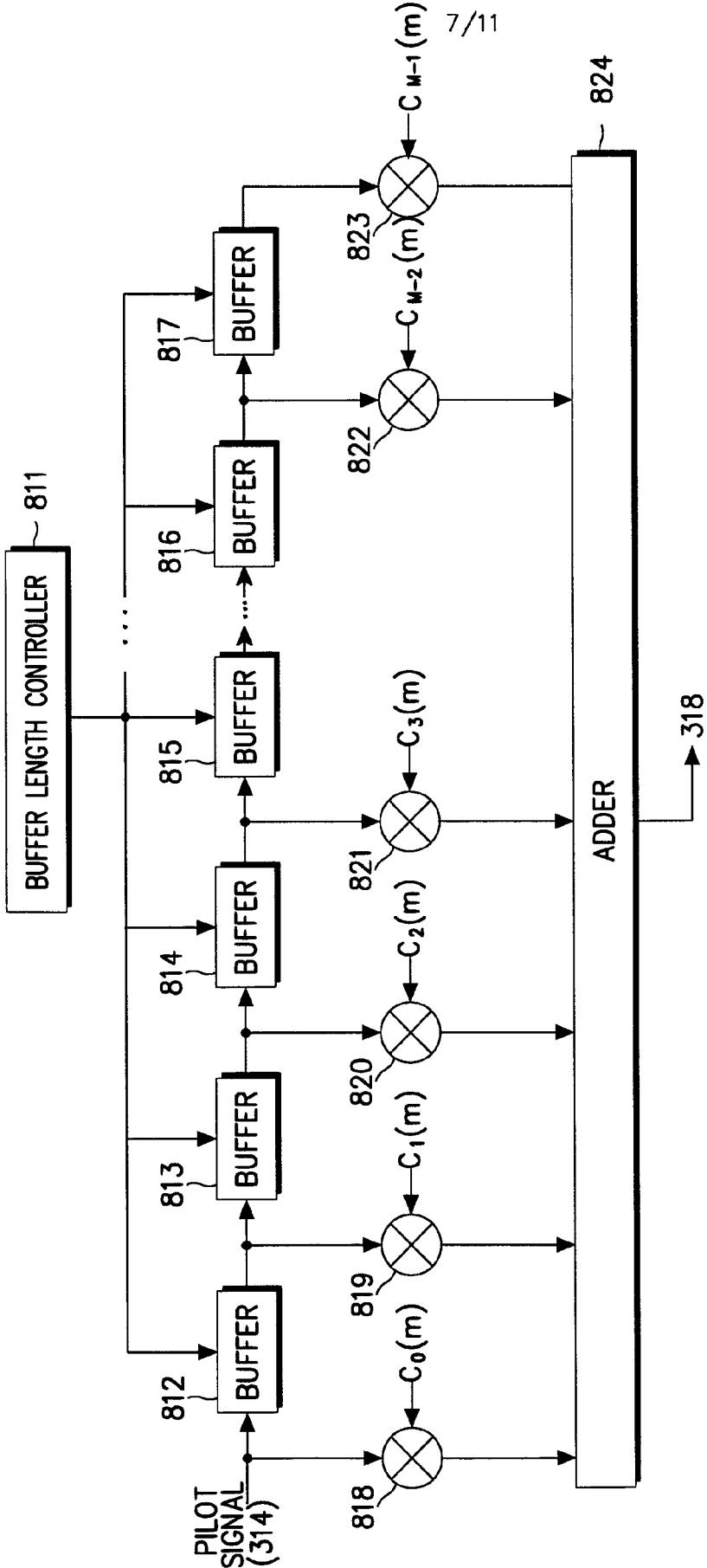


FIG. 8

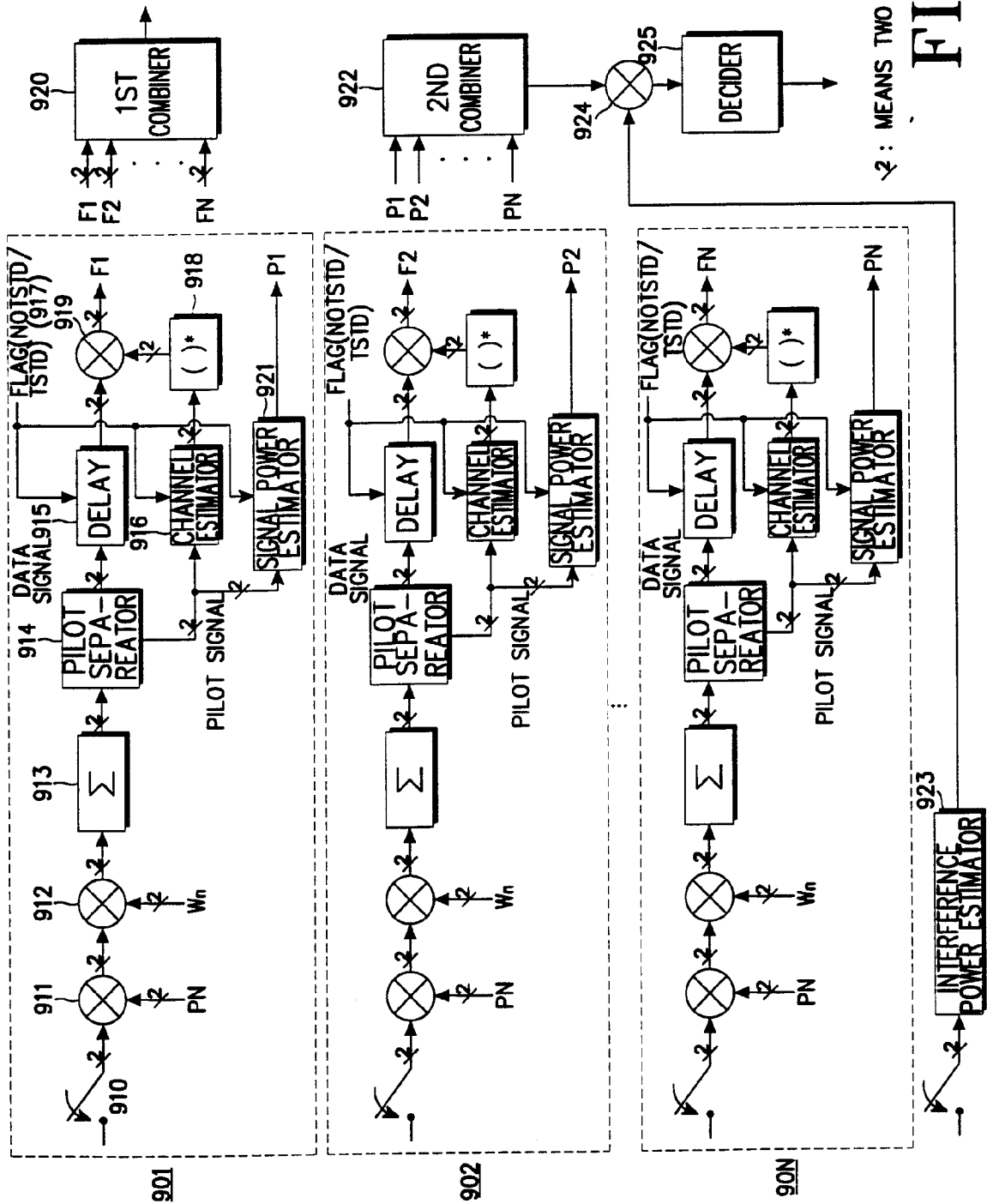


FIG. 9

9/11

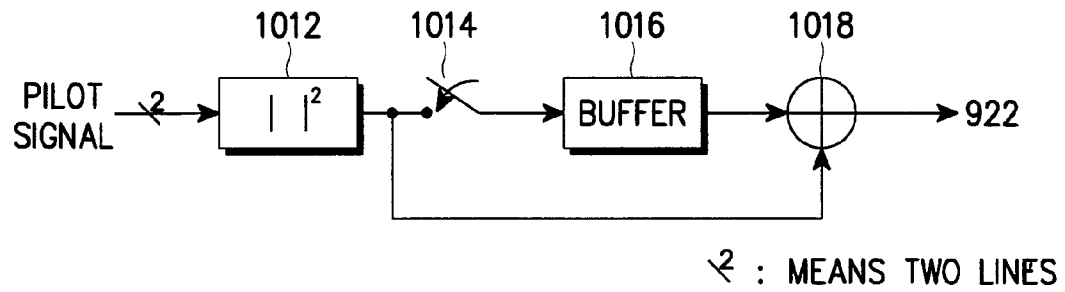


FIG. 10

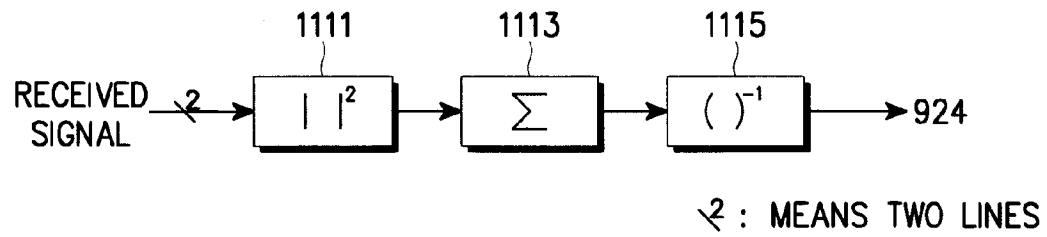


FIG. 11A

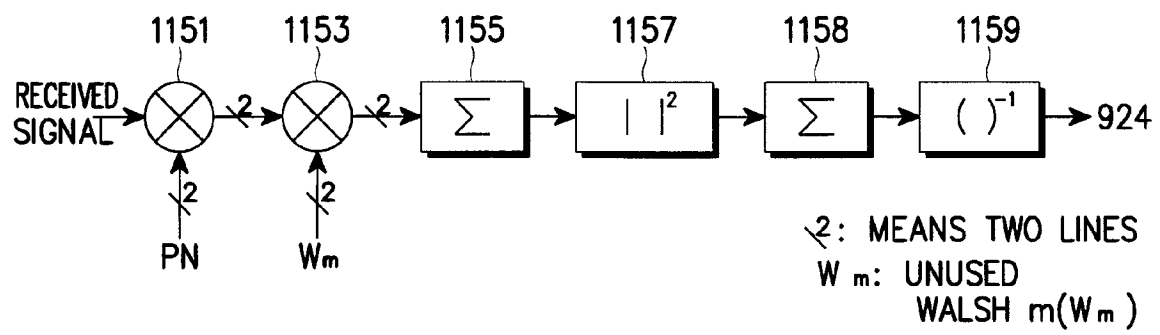


FIG. 11B

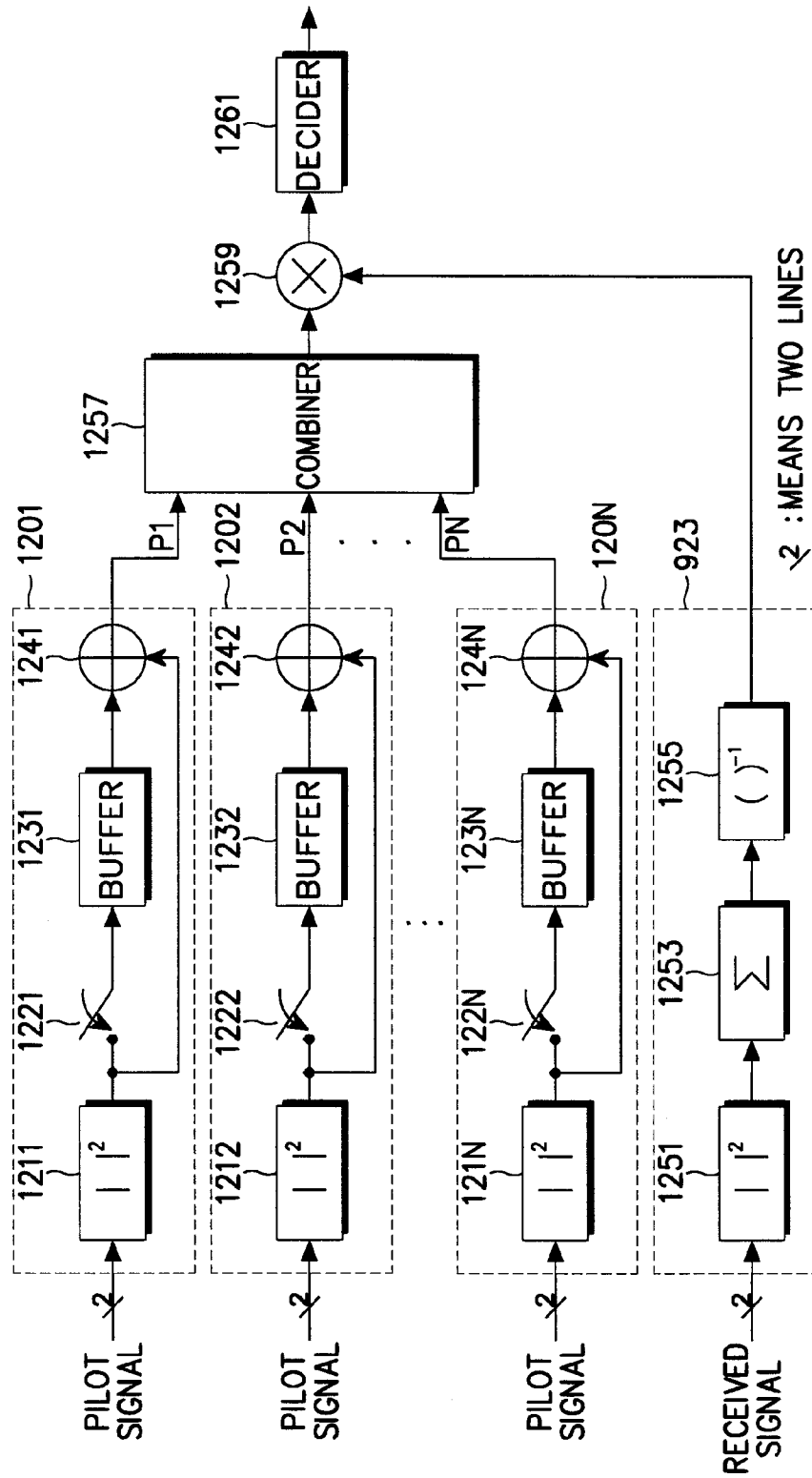


FIG. 12